



THÈSE
PRÉSENTÉE À
L'UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À CHICOUTIMI
COMME EXIGENCE PARTIELLE
DU DOCTORAT EN INGÉNIERIE

PAR
Ammar Benzaïoua

**Contribution à la commande directe de couple d'une machine
asynchrone triphasée**

AVRIL 2014

RÉSUMÉ

Cette thèse de doctorat décrit la conception et la mise en œuvre d'une commande directe du couple d'une machine asynchrone triphasée. L'alimentation est assurée par un onduleur de tension à deux niveaux. Pour la stratégie de commande directe du couple, deux variantes de contrôle sont étudiées :

- La première est basée sur le contrôle direct du couple (CDC), dont les commutations de l'onduleur sont obtenues à partir de l'information de sortie des deux contrôleurs à hystérésis (couple, flux) et la position du flux statorique.
- La deuxième concerne le contrôle direct du couple prédictif (CDCP) basé sur le modèle de la machine asynchrone, dont les différentes commutations de l'onduleur sont obtenues à partir de la prédiction des futures valeurs des variables contrôlées (couple, flux) et l'optimisation de leurs erreurs par l'entremise d'une fonction de coût prédéfinie auparavant.

La reconstitution des valeurs fondamentales de contrôle (courant, flux) est assurée par un filtre de Kalman de quatrième ordre pour faciliter l'intégration de la commande dans le contexte de contrôle direct du couple. D'autre part, un estimateur de perturbations muni d'un schéma antidépassement a aussi été étudié et intégré, dans le contrôle prédictif de la vitesse en boucle fermée adopté pour cette étude.

La deuxième variante a mené à une amélioration par rapport aux résultats de la variante classique, en particulier dans la réduction de taux d'ondulation du couple et du flux statorique. Elle a aussi montré une performance dynamique appréciable, notamment en

matière de rejection des perturbations et de robustesse vis-à-vis de couple de charge sur une large plage de vitesse.

En résumé, nos contributions scientifiques sont :

- 1- La mise en œuvre d'une nouvelle stratégie de contrôle direct de couple prédictif basé sur le modèle de la machine asynchrone triphasée.
- 2- L'implémentation expérimentale des deux structures de commande (« CDC » et « CDCP ») sur le système de prototypage rapide OPAL-RT disponible au sein du laboratoire LICOME de l'Université du Québec à Chicoutimi.

Cette thèse débouche sur la réalisation d'un prototype, avec l'implémentation temps-réel des deux variantes de contrôle directe du couple sur la plateforme OPAL-RT. Les résultats expérimentaux obtenus montrent de bonnes performances statiques et dynamiques et confirment les résultats de simulations obtenus sous l'environnement Matlab/Simulink.

ABSTRACT

In this thesis, design and development of direct torque controlled three-phase induction motor drive is presented. The induction machine is fed from a two level inverter. The control of the drive is realized using two direct torque control strategies as given below:

The first strategy is based on classical method DTC wherein the control signals for the inverter power devices are obtained using the output data from two hysteresis controllers and stator flux position.

The second control strategy is a predictive method PDTC based on the model of the machine wherein the inverter switching signals are obtained by predicting future values of control variables (torque and stator flux) and optimizing their errors via a predefined cost function.

Reconstruction of control variables (current and flux) for controls is assured using a four order Kalman Filter. On the other hand, a disturbance observer with an anti-overflow scheme has also been studied and incorporated in the predictive closed-loop speed control adopted for this study.

The second strategy has led to an improvement in the results of the classical method, especially in reducing torque ripple and stator flux. It also showed a significant improvement in dynamic performance, especially in terms of disturbance rejection and robustness over a wide speed range.

This work leads to the development of a prototype, with real-time implementation of two controls (CDC and CDCP) variants via RT-LAB platform available in the LICOME laboratory of the University of Quebec at Chicoutimi. The experimental results show good

transient and steady state performance and confirm the simulation results obtained using Matlab/Simulink.

REMERCIEMENTS

Le travail de recherche présenté dans cette thèse a été effectué au Laboratoire d'identification et de commande des machines électriques de l'Université du Québec à Chicoutimi (LICOME).

Je commencerais par remercier monsieur Mohand Ouhrouche, directeur de thèse, professeur à l'Université du Québec à Chicoutimi, responsable du laboratoire LICOME et directeur des études de cycles supérieurs. Je lui adresse toute ma reconnaissance pour m'avoir aidé tout au long de ma thèse, m'avoir transmis ses connaissances dans ce domaine et pour la confiance et l'intérêt qu'il a témoigné tout au long de la réalisation de ce travail. J'ai tout particulièrement apprécié ses encouragements et ses conseils, surtout en fin de thèse. En outre, il m'a permis de comprendre qu'il ne faut jamais abandonner en recherche malgré les nombreux obstacles.

Je tiens également à remercier monsieur Issouf Fofana, professeur à l'Université du Québec à Chicoutimi, qui m'a fait l'honneur de présider le jury. Mes remerciements vont également aux membres du jury qui m'ont fait l'honneur de participer au jury et pour l'intérêt qu'ils ont bien voulu porter à ce travail, en acceptant de l'examiner, en l'occurrence : monsieur Mohand Ouhrouche, professeur à l'Université du Québec à Chicoutimi, monsieur Martin Otis, professeur à l'Université du Québec à Chicoutimi et monsieur Mamadou Lamine Doumbia, professeur à l'Université du Québec à Trois-Rivières. Leurs interventions vont sans aucun doute enrichir le débat et ouvrir de nouvelles perspectives à mon travail.

J'adresse aussi mes remerciements à tous les membres du soutien technique de la société OPAL-RT Technologies, particulièrement, Pierre-François Allaire et Philippe Beauchamp, pour leurs conseils et leur soutien, ainsi que pour m'avoir aidé à la mise en marche du banc d'essai. Dans ce sens, je tiens aussi à souligner l'entière collaboration de service des laboratoires de l'UQAC en particulier, Danny Ouellet, responsable des laboratoires et Richard Martin, ex-technicien des laboratoires pour m'avoir secondé dans mes travaux.

Je veux aussi spécialement remercier tous mes amis et collègues du LICOME qui m'ont soutenu et aidé, dans la mesure de leur moyen, tout au long de ce travail de recherche.

Je terminerai ces remerciements par une immense reconnaissance envers toute ma famille. Il m'est impossible d'exprimer en quelques mots tout ce que je dois à ma mère, mon père, mes frères et mes sœurs. J'espère que cette thèse de doctorat contribuera modestement à les en remercier.

Aucune expression de remerciement ne peut traduire mes redevances envers mon épouse, pour ses encouragements, sa patience et son soutien. Qu'elle trouve ici mon amour et ma reconnaissance. Finalement, cette thèse de doctorat est dédié à ma petite fille Aliaa, que **DIEU** la protège.

TABLE DES MATIÈRES

RÉSUMÉ.....	I
ABSTRACT.....	III
REMERCIEMENTS	V
TABLE DES MATIÈRES	VII
LISTE DES TABLEAUX	X
LISTE DES FIGURES.....	XI
INTRODUCTION	1
INTRODUCTION	2
CHAPITRE 1 MODÉLISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASÉE	8
1.1 INTRODUCTION	9
1.2 DESCRIPTION	9
1.3 REPERES DE REFERENCE	11
1.4 TRANSFORMATION DE CLARKE	12
1.5 TRANSFORMATION DE PARK.....	14
1.6 REPRESENTATION PHASEUR DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASÉE	14
1.6.1 <i>Modèle de la machine asynchrone dans un référentiel tournant</i>	15
1.6.2 <i>Modèle de la machine asynchrone dans un référentiel fixe au stator</i>	16
1.7 MODELE BIPHASE DE LA MACHINE ASYNCHRONE	16
1.7.1 <i>Modèle biphasé de la machine asynchrone dans un référentiel tournant</i>	17
1.7.2 <i>Modèle biphasé de la machine asynchrone dans un référentiel fixe au stator</i>	19
1.8 CONCLUSION	20
CHAPITRE 2 COMMANDE DIRECTE DU COUPLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASÉE.....	21
2.1 INTRODUCTION	22
2.2 PRINCIPE DE LA CDC	23
2.3 FONCTIONNEMENT ET SEQUENCES D'UN ONDULEUR DE TENSION TRIPHASÉE.....	24
2.4 CONTRÔLE DE COUPLE ELECTROMAGNETIQUE ET DU FLUX STATORIQUE	28
2.4.1 <i>Principe de contrôle du couple électromagnétique</i>	28
2.4.2 <i>Principe de contrôle du flux statorique</i>	30
2.4.3 <i>Sélection du vecteur de tension V_s</i>	32
2.5 ESTIMATEURS	33
2.5.1 <i>Estimation du flux statorique</i>	33
2.5.2 <i>Estimation du couple électromagnétique</i>	35
2.6 ELABORATION DU VECTEUR DE COMMANDE	35
2.6.1 <i>Correcteur de flux</i>	35
2.6.2 <i>Correcteur de couple</i>	36
2.7 ELABORATION DU VECTEUR DE COMMANDE	38
2.8 STRUCTURE GENERALE DE LA CDC EN BOUCLE OUVERTE	39
2.9 CONCLUSION	40

CHAPITRE 3 ESTIMATEUR DE KALMAN ET CONTRÔLE DE LA VITESSE EN BOUCLE FERMÉE.....	41
3.1 INTRODUCTION	42
3.2 ESTIMATEUR DE KALMAN	43
3.2.1 Introduction.....	43
3.2.2 Algorithme de filtre de Kalman	44
3.2.3 Application du filtre de Kalman à la machine asynchrone.....	45
3.2.4 Choix des matrices de covariance Q et R	47
3.3 CONTRÔLE DE LA VITESSE DE ROTATION.....	48
3.3.1 Contrôle prédictif en boucle fermée.....	48
3.3.2 Conception de l'estimateur de perturbation	50
3.3.3 Schéma antidépassement	53
3.4 STRUCTURE GLOBALE DE LA CDC AVEC CONTRÔLEUR PRÉDICTIF DE VITESSE	55
3.5 CONCLUSION	56
CHAPITRE 4 COMMANDE PRÉDICTIVE : UNE NOUVELLE APPROCHE POUR LE CONTRÔLE DES SYSTÈMES DE PUISSANCE	57
4.1 INTRODUCTION	58
4.2 MÉTHODES DE CONTRÔLE PRÉDICTIF	59
4.3 PRINCIPES DE BASE DU CONTRÔLE PRÉDICTIF BASE SUR LE MODÈLE	60
4.4 CONTRÔLE PRÉDICTIF BASE SUR LE MODÈLE POUR LES SYSTÈMES DE PUISSANCE	63
4.4.1 Conception du contrôle prédictif.....	64
4.4.2 Implémentation de contrôle prédictif	66
4.4.3 Schéma de principe de contrôle prédictif.....	67
4.5 CONCLUSION	68
CHAPITRE 5 CDC PRÉDICTIF D'UN MOTEUR ASYNCHRONE TRIPHASÉ	69
5.1 INTRODUCTION	70
5.2 PRINCIPE DE LA CDCP	73
5.2.1 Estimation et prédiction des variables de la commande.....	75
5.2.2 Fonction de coût et effet du temps de retard dû au calcul	77
5.2.3 Algorithme de commande et compensation du temps de retard dû au calcul	81
5.3 STRUCTURE GLOBALE DE LA COMMANDE DIRECTE DE COUPLE PRÉDICTIVE EN BOUCLE FERMÉE.....	85
5.4 CONCLUSION	87
CHAPITRE 6 RÉSULTATS DE SIMULATION SOUS L'ENVIRONNEMENT MATLAB/SIMULINK	88
6.1 INTRODUCTION	89
6.2 RÉSULTATS DE SIMULATION	90
6.2.1 Test de l'observateur de perturbation.....	90
6.2.2 Poursuite de trajectoire et comparaison entre la CDC et la CDCP.....	91
6.2.3 Effet de l'observateur de perturbations et de schéma antidépassement	94
6.2.4 Effet de changement brusque de la charge et rejet de perturbations	97
6.3 CONCLUSION	101
CHAPITRE 7 IMPLANTATION PHYSIQUE ET VALIDATION EXPÉRIMENTALE.....	103
7.1 INTRODUCTION	104
7.2 DESCRIPTION DE BANC D'ESSAI	104
7.3 PRINCIPE DE SIMULATION HYBRIDE EN TEMPS REEL	106
7.4 MODÈLE DE SIMULATION TEMPS REEL DE LA COMMANDE DIRECTE DE COUPLE.....	108
7.5 RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX.....	114

7.5.1	<i>Poursuite de trajectoire et comparaison entre la CDC et la CDCP</i>	116
7.5.2	<i>Effet de l'estimateur de perturbations et de schéma antidépassement</i>	121
7.5.3	<i>Effet de changement brusque de la charge et rejet de perturbations</i>	123
7.6	CONCLUSION	126
CONCLUSIONS ET PERSPECTIVES		128
PUBLICATIONS.....		134
BIBLIOGRAPHIE		135
ANNEXES		144

LISTE DES TABLEAUX

TABLEAU 2.1 : STRATEGIE DE CONTROLE AVEC UN COMPAREUR A HYSTERESIS A TROIS NIVEAUX (AVEC SEQUENCES NULLES).	39
TABLEAU 2.2 : STRATEGIE DE CONTROLE AVEC UN COMPAREUR A HYSTERESIS A TROIS NIVEAUX (AVEC SEQUENCES NON NULLES).	39

LISTE DES FIGURES

FIGURE 1.1: REPRESENTATION SCHEMATIQUE DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE.	10
FIGURE 1.2: REPERES ET REPRESENTATION DU COURANT STATORIQUE ET DU FLUX ROTORIQUE COMME VECTEURS SPATIAUX.	12
FIGURE 1.3: CIRCUIT EQUIVALENT DE LA MACHINE ASYNCHRONE DANS UN REFERENTIEL TOURNANT (D, Q).....	18
FIGURE 2.1: SCHEMA STRUCTUREL DU CONTROLE DIRECT DE COUPLE.	23
FIGURE 2.2: SCHEMA DE CONVERTISSEUR STATIQUE TRIPHASE ASSOCIE A UNE MACHINE ASYNCHRONE.	25
FIGURE 2.3: SEQUENCES DE FONCTIONNEMENT D'UN ONDULEUR DE TENSION TRIPHASEE.	26
FIGURE 2.4: ÉVOLUTION DU VECTEUR DE FLUX STATORIQUE DANS LE PLAN (A, B).	31
FIGURE 2.5: REPARTITION DES ZONES ET TRAJECTOIRE CIRCULAIRE DU FLUX STATORIQUE.	33
FIGURE 2.6: A) CORRECTEUR A HYSTERESIS UTILISE POUR LE CONTROLE DU VECTEUR DE FLUX STATORIQUE; B) CONTROLE DE L'AMPLITUDE DE FLUX STATORIQUE.	36
FIGURE 2.7: A) CORRECTEUR A HYSTERESIS UTILISE POUR LE CONTROLE DU COUPLE ELECTROMAGNETIQUE; B) CONTROLE DU COUPLE ELECTROMAGNETIQUE.	38
FIGURE 2.8: SCHEMA DE LA STRUCTURE GENERALE EN BOUCLE OUVERTE DE LA « CDC ».....	40
FIGURE 3.1: SCHEMA BLOC DE LA COMMANDE DIRECTE DU COUPLE EN BOUCLE FERMEE.	55
FIGURE 4.1: PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT D'UN MPC.	63
FIGURE 4.2: SCHEMA DE PRINCIPE DE CONTROLE PREDICTIF.	67
FIGURE 5.1: SCHEMA DE PRINCIPE D'UNE CDCP APPLIQUEE A LA MACHINE ASYNCHRONE.....	74
FIGURE 5.2: ORGANIGRAMME DE LA COMMANDE PREDICTIVE DIRECTE DE COUPLE SANS COMPENSATION DE TEMPS DE RETARD. .	78
FIGURE 5.3: ORGANIGRAMME DE LA COMMANDE PREDICTIVE DIRECTE DE COUPLE AVEC COMPENSATION DU TEMPS DE RETARD..	82
FIGURE 5.4: SCHEMA BLOC DE LA COMMANDE DIRECTE DE COUPLE PREDICTIVE EN BOUCLE FERMEE.....	86
FIGURE 6.1: ESTIMATION DE COUPLE DE CHARGE.....	90
FIGURE 6.2: VITESSE ROTORIQUE ET COUPLE ELECTROMAGNETIQUE DU SYSTEME PILOTE PAR LA CDC.	91
FIGURE 6.3: VITESSE ROTORIQUE ET COUPLE ELECTROMAGNETIQUE DU SYSTEME PILOTE PAR LA CDCP.	92
FIGURE 6.4: FLUX STATORIQUE ET COURANT DE LA PHASE A DU SYSTEME PILOTE PAR LA CDC.....	92
FIGURE 6.5: FLUX STATORIQUE ET COURANT DE LA PHASE A DU SYSTEME PILOTE PAR LA CDCP.....	93
FIGURE 6.6: VITESSE ROTORIQUE ET ERREUR DE VITESSE DU SYSTEME PILOTE PAR CDCP SANS L'ESTIMATEUR DE PERTURBATIONS ET LE SCHEMA ANTIDEPASSEMENT.....	95
FIGURE 6.7: VITESSE ROTORIQUE ET ERREUR DE VITESSE DU SYSTEME PILOTE PAR CDCP AVEC L'ESTIMATEUR DE PERTURBATIONS ET SANS LE SCHEMA ANTIDEPASSEMENT.	95
FIGURE 6.8: VITESSE ROTORIQUE ET ERREUR DE VITESSE DU SYSTEME PILOTE PAR CDCP AVEC L'ESTIMATEUR DE PERTURBATIONS ET LE SCHEMA ANTIDEPASSEMENT.....	96
FIGURE 6.9: VITESSE ROTORIQUE ET COUPLE ELECTROMAGNETIQUE DU SYSTEME PILOTE PAR CDCP.....	98
FIGURE 6.10: FLUX STATORIQUE ET COURANT DE PHASE A DU SYSTEME PILOTE PAR CDCP.....	98
FIGURE 6.11: VITESSE ROTORIQUE ET COUPLE ELECTROMAGNETIQUE DU SYSTEME PILOTE PAR CDCP.	99
FIGURE 6.12: FLUX STATORIQUE ET COURANT DE LA PHASE A DU SYSTEME PILOTE PAR CDCP.....	99
FIGURE 6.13: VITESSE ROTORIQUE ET COUPLE ELECTROMAGNETIQUE DU SYSTEME PILOTE PAR CDCP.	100
FIGURE 6.14: FLUX STATORIQUE ET COURANT DE LA PHASE A DU SYSTEME PILOTE PAR CDCP.....	100
FIGURE 7.1: SCHEMA SIMPLIFIE DU BANC D'ESSAI UTILISE AU LABORATOIRE LICOME.	105
FIGURE 7.2: PHOTO DE BANC D'ESSAI EXPERIMENTAL DU LABORATOIRE LICOME.	106
FIGURE 7.3: SIMULATION HYBRIDE EN TEMPS REEL DU SYSTEME D'ENTRAINEMENT D'UN MOTEUR ASYNCHRONE.	107
FIGURE 7.4: MONTAGE SIMULINK DE LA COMMANDE DIRECTE DE COUPLE DANS L'ENVIRONNEMENT RT-LAB.	108
FIGURE 7.5: SOUS-SYSTEME MAITRE.	109
FIGURE 7.6: SOUS-SYSTEME CONSOLE.	111
FIGURE 7.7: ILLUSTRATION DES BLOCS UTILISES DANS LE SOUS-SYSTEME MAITRE.	112

FIGURE 7.8: VITESSE ROTORIQUE ET COUPLE ELECTROMAGNETIQUE : (1) ET (2) REFERENCE ET VITESSE MESUREE (0.5 s/DIV, 100 RAD.S ⁻¹ /DIV), (3) ET (4) REFERENCE ET COUPLE ESTIME (0.5 s/DIV, 0.2 N.M/DIV).	116
FIGURE 7.9: VITESSE ROTORIQUE ET COUPLE ELECTROMAGNETIQUE : (1) ET (2) REFERENCE ET VITESSE MESUREE (0.5 s/DIV, 100 RAD.S ⁻¹ /DIV), (3) ET (4) REFERENCE ET COUPLE ESTIME (0.5 s/DIV, 0.2 N.M/DIV).	116
FIGURE 7.10: FLUX STATORIQUE ET DE COURANT STATORIQUE DE LA PHASE A : (1) ET (2) REFERENCE ET FLUX ESTIME (0.5 s/DIV, 0.01 Wb/DIV), (3) COURANT ESTIME (0.5 s/DIV, 2 A/DIV).	117
FIGURE 7.11: FLUX STATORIQUE ET DE COURANT STATORIQUE DE LA PHASE A : (1) ET (2) REFERENCE ET FLUX ESTIME (0.5 s/DIV, 0.01 Wb/DIV), (3) COURANT ESTIME (0.5 s/DIV, 2 A/DIV).	117
FIGURE 7.12: COUPLE ELECTROMAGNETIQUE ET SON ZOOM : (4) COUPLE ESTIME (0.5 s/DIV, 0.2 N.M/DIV), (A) ZOOM DE COUPLE ESTIME (0.2 s/DIV, 0.1 N.M/DIV).	118
FIGURE 7.13: COUPLE ELECTROMAGNETIQUE ET SON ZOOM : (4) COUPLE ESTIME (0.5 s/DIV, 0.2 N.M/DIV), (A) ZOOM DE COUPLE ESTIME (0.2 s/DIV, 0.1 N.M/DIV).	118
FIGURE 7.14: COURANT STATORIQUE DE LA PHASE A ET SON ZOOM : (3) COURANT ESTIME (0.5 s/DIV, 2 A/DIV), (A) ZOOM DE COURANT ESTIME (10 MS/DIV, 2 A/DIV).	119
FIGURE 7.15: COURANT STATORIQUE DE LA PHASE A ET SON ZOOM : (3) COURANT ESTIME (0.5 s/DIV, 2 A/DIV), (A) ZOOM DE COURANT ESTIME (10 MS/DIV, 2 A/DIV).	119
FIGURE 7.16: ZOOM DE COURANT STATORIQUE DE LA PHASE A ET SON SPECTRE HARMONIQUE.	120
FIGURE 7.17: ZOOM DE COURANT STATORIQUE DE LA PHASE A ET SON SPECTRE HARMONIQUE.	120
FIGURE 7.18: VITESSE ROTORIQUE ET SON ERREUR SANS ESTIMATEUR ET SANS ANTIDEPASSEMENT: (1) ET (2) REFERENCE ET VITESSE MESUREE (0.5 s/DIV, 100 RAD.S ⁻¹ /DIV), (A) ERREUR DE VITESSE (0.5 s/DIV, 100 RAD.S ⁻¹ /DIV).	121
FIGURE 7.19: VITESSE ROTORIQUE ET SON ERREUR AVEC ESTIMATEUR ET SANS ANTIDEPASSEMENT : (1) ET (2) REFERENCE ET VITESSE MESUREE (0.5 s/DIV, 100 RAD.S ⁻¹ /DIV), (A) ERREUR DE VITESSE (0.5 s/DIV, 100 RAD.S ⁻¹ /DIV).	121
FIGURE 7.20: VITESSE ROTORIQUE ET SON ERREUR AVEC ESTIMATEUR ET AVEC ANTIDEPASSEMENT : (1) ET (2) REFERENCE ET VITESSE MESUREE (0.5 s/DIV, 100 RAD.S ⁻¹ /DIV), (A) ERREUR DE VITESSE (0.5 s/DIV, 100 RAD.S ⁻¹ /DIV).	122
FIGURE 7.21: VITESSE ROTORIQUE ET DE COUPLE ELECTROMAGNETIQUE : (1) ET (2) REFERENCE ($\Omega_{REF}=75$ RAD.S ⁻¹) ET VITESSE MESUREE (0.5 s/DIV, 100 RAD.S ⁻¹ /DIV), (3) ET (4) REFERENCE ET COUPLE ESTIME (0.5 s/DIV, 0.2 N.M/DIV).	123
FIGURE 7.22: FLUX STATORIQUE ET DE COURANT STATORIQUE DE LA PHASE A : (1) ET (2) REFERENCE ET FLUX ESTIME (0.5 s/DIV, 0.01 Wb/DIV), (3) COURANT ESTIME (0.5 s/DIV, 2 A/DIV).	123
FIGURE 7.23: VITESSE ROTORIQUE ET DE COUPLE ELECTROMAGNETIQUE : (1) ET (2) REFERENCE ($\Omega_{REF}=150$ RAD.S ⁻¹) ET VITESSE MESUREE (0.5 s/DIV, 100 RAD.S ⁻¹ /DIV), (3) ET (4) REFERENCE ET COUPLE ESTIME (0.5 s/DIV, 0.2 N.M/DIV).	124
FIGURE 7.24: FLUX STATORIQUE ET DE COURANT STATORIQUE DE LA PHASE A : (1) ET (2) REFERENCE ET FLUX ESTIME (0.5 s/DIV, 0.01 Wb/DIV), (3) COURANT ESTIME (0.5 s/DIV, 2 A/DIV).	124
FIGURE 7.25: VITESSE ROTORIQUE ET DE COUPLE ELECTROMAGNETIQUE : (1) ET (2) REFERENCE ($\Omega_{REF}=250$ RAD.S ⁻¹) ET VITESSE MESUREE (0.5 s/DIV, 100 RAD.S ⁻¹ /DIV), (3) ET (4) REFERENCE ET COUPLE ESTIME (0.5 s/DIV, 0.2 N.M/DIV).	125
FIGURE 7.26: FLUX STATORIQUE ET DE COURANT STATORIQUE DE LA PHASE A : (1) ET (2) REFERENCE ET FLUX ESTIME (0.5 s/DIV, 0.01 Wb/DIV), (3) COURANT ESTIME (0.5 s/DIV, 2 A/DIV).	125

INTRODUCTION

INTRODUCTION

La machine asynchrone (dite aussi à induction) est la machine la plus utilisée en industrie, elle est plus robuste, fiable, efficace et de faible coût par rapport aux autres machines (machine à courant continu, machine synchrone) pour des applications similaires. Par contre, son contrôle est un procédé compliqué à commander du fait de sa nature non linéaire, de sa dynamique, de la variation de ses paramètres pendant son fonctionnement et elle est sujette à des perturbations inconnues comme le couple de charge; de plus, certains de ses états ne sont pas accessibles par une mesure [1, 2, 3].

Depuis une trentaine d'années, plusieurs commandes laborieuses ont été mises au point pour pouvoir réaliser un contrôle découplé de la machine asynchrone. L'évolution de la micro-informatique, la technologie des semi-conducteurs et la disponibilité des moyens de contrôle rapides tels que les DSP, les circuits reconfigurables (FPGA) [4-7], permettent aujourd'hui à la communauté scientifique de réaliser des contrôles très complexes tout en tenant compte de la non-linéarité du modèle mathématique de la machine asynchrone.

Lors des deux dernières décennies, un essor très appréciable envers le contrôle du moteur asynchrone a été constaté, où l'on peut trouver le contrôle vectoriel par orientation de flux, le contrôle non linéaire, le contrôle par mode glissant, le contrôle par linéarisation entrées/sorties...etc, ainsi que le contrôle direct de couple « CDC » (Direct Torque Control) [3, 8, 9, 10, 11]. Ce dernier constituant est le cœur du travail de recherche dans le cadre de ma thèse de doctorat en ingénierie.

Le contrôle direct de couple « CDC » fut réalisé par TAKAHASHI [12], au milieu des années 1980. Il est basé sur l'application directe d'une séquence de commande aux interrupteurs de l'onduleur de tension placé en amont de la machine asynchrone [12-13]. Le choix de cette séquence se fait par l'utilisation d'une table de commutation et deux régulateurs à hystérésis qui ont pour rôle le contrôle et la régulation du flux et du couple électromagnétique de la machine.

Ce contrôle a rapidement donné satisfaction, son succès l'a rendu de plus en plus populaire et il intéresse beaucoup de scientifiques et d'industriels dans le domaine des applications à vitesse variable telles que la traction électrique (métros et trains à grande vitesse « TGV »), l'aérospatiale ou dans certains prototypes de voitures électriques [14, 15]. Cependant, l'expérience a mis en évidence quelques faiblesses de ce type de contrôle comme le fonctionnement à fréquence de commutation variable (utilisation des contrôleurs à hystérésis), l'existence des oscillations de couple et la méthode d'obtention du flux estimé dans le CDC qui est basée sur l'intégration directe des valeurs mesurées de la tension et de courant. Ce genre d'estimateur est sensible aux erreurs d'intégration en basse vitesse et peut conduire à un biais d'estimation considérable. En outre, la régulation de la vitesse en boucle fermée dans le CDC se fait habituellement par un simple régulateur PI. Bien que ces régulateurs obtiennent un succès exceptionnel sur le marché, il n'en demeure pas moins que la détermination de leurs paramètres (K_p et K_i) reste parfois délicate quand le système commandé est sujet à des perturbations externes (ils ne sont pas munis d'un estimateur de perturbations).

D'autre part, la combinaison du convertisseur statique et de la machine asynchrone est à l'heure actuelle la plus utilisée dans les applications industrielles à vitesse variable, mais étant donné les inconvénients cités auparavant, de hautes performances en couple et en vitesse (temps de réponse et bon suivi de trajectoire) sont requises et imposées par les industriels. Pour pallier ces problèmes, plusieurs stratégies dérivées de la commande CDC réalisée par TAKAHASHI ont été effectuées. On peut en citer quelques-unes à titre d'exemple : la commande directe de couple sans séquences de tensions nulles, la commande directe de couple à deux tables de commutation, la commande directe de couple à fréquence de commutation imposée (autrement dit à fréquence constante), la commande directe de couple combinée avec la logique floue ou les réseaux de neurones, etc. [16-20].

Toutes ces stratégies ont été développées dans le but de trouver le moyen le plus performant pour appliquer et améliorer la commande directe de couple, afin de satisfaire les exigences de la technologie moderne des systèmes d'entraînement; un contrôle précis et continu du couple et de la vitesse, plus particulièrement la minimisation des pulsations du couple électromagnétique de la machine asynchrone, tout en garantissant la stabilité, la rapidité et le rendement le plus élevé possible.

L'objectif de cette thèse est d'améliorer les performances de la commande « CDC » appliquée à la machine asynchrone. Nous proposons une stratégie de contrôle prédictif de la commande directe de couple « CDCP » (sans l'utilisation des contrôleurs hystérésis) basée sur le modèle de la machine asynchrone, afin d'obtenir une table de commutation prédictive permettant le meilleur choix de la séquence du vecteur de tension à appliquer à la machine au sens d'une fonction de coût, tout en respectant les contraintes sur le flux et le couple

électromagnétique. Ceci nous permettra un contrôle direct de couple sans avoir recours aux contrôleurs à hystérésis et à la table de commutation utilisés dans la CDC.

Les deux commandes « CDC » et « CDCP » ont été adoptées avec deux éléments importants :

Le premier élément consiste à utiliser le filtre de Kalman d'ordre quatre basé sur le modèle de la machine asynchrone permettant l'optimisation de flux estimé. Actuellement, le filtre de Kalman connaît une utilisation fréquente dans plusieurs applications industrielles à cause de sa performance, sa fiabilité, sa précision, sa stabilité et son effet par rapport à la réduction des bruits de mesure.

Le deuxième élément concerne la régulation de la vitesse de rotation en boucle externe; nous utilisons un contrôleur prédictif de vitesse associé à un estimateur de perturbations [21, 22] et un bloc antidépassement. Ce contrôleur a pour objectif d'améliorer le temps de réponse de la vitesse et de garantir un bon suivi d'une trajectoire par rapport au profil de la vitesse de référence imposée.

Le contrôle prédictif est né vers les années 1970 et il s'est développé de manière appréciable, que ce soit dans le domaine de la recherche en automatique et ingénierie ou dans le domaine des applications industrielles [23-30]. Son principe est basé sur le modèle où sur le procédé à contrôler pour la prédiction des comportements et un bon choix (meilleure décision) à travers une fonction de coût prédéfinie tout en respectant les contraintes du procédé. Une prise en considération des références futures est nécessaire pour ce genre de contrôle; l'avantage du contrôle prédictif tient au fait que des contraintes,

et même des processus non linéaires ou variant dans le temps, peuvent être considérés en pratique et cela grâce à la prédiction des comportements futurs et au modèle de système.

Les premiers succès de contrôle prédictif ont été réalisés dans le domaine des systèmes à dynamique lente, mais avec l'évolution de la technologie numérique et le progrès des logiciels utilisés, il s'est fait une place dans la commande des procédés en raison de sa performance et de sa fiabilité [29, 30]. Le régulateur prédictif de vitesse proposé ici est basé sur l'optimisation d'une fonction de coût définie sur un horizon fini de prédiction. Il peut être utilisé avec les deux commandes « CDC » et « CDCP » appliquées à la machine asynchrone triphasée, et les performances de ce contrôleur peuvent se détériorer pendant le fonctionnement de la machine et les perturbations. Par contre, un estimateur de perturbations doit être intégré dans le schéma de commande, comme dans les stratégies proposées aux références [21, 22, 31]. Concernant notre structure de contrôleur proposée ici, nous associons cet estimateur de perturbations au contrôle externe de la vitesse qui va se comporter comme un régulateur PI de la vitesse selon le degré relatif de la sortie à contrôler, assurant un rejet de perturbations et rendant le système plus performant. De plus, un bloc antidépassement sera ajouté au contrôleur prédictif afin de réduire les dépassements causés par les profils rapides de la vitesse de référence et améliorer la réponse dynamique du système.

La mise en œuvre de la commande directe de couple prédictive « CDCP » et l'intégration du contrôle prédictif de la vitesse en boucle externe appliquée à la machine asynchrone triphasée représentent une contribution scientifique importante. Pour

l'implantation physique et la validation expérimentale, nous avons utilisé une plateforme temps réel conçue pour le prototypage rapide des systèmes de contrôle.

CHAPITRE 1

MODÉLISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASÉE

CHAPITRE 1

MODÉLISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASÉE

1.1 Introduction

Dans ce chapitre, la modélisation de la machine asynchrone triphasée est discutée. Le chapitre commence par une description de la machine asynchrone triphasée et la mise en place des repères de référence, suivi d'un rappel sur les transformations de coordonnées (Clarke et Park). Un modèle mathématique basé sur un circuit équivalent de la machine asynchrone dans un repère de champ tournant (d, q) est présenté. Puis un modèle de la machine dans un repère fixe de stator (α, β) est exposé.

1.2 Description

Comme le montre le schéma de la figure 1.1, la machine asynchrone triphasée comporte une partie fixe, dite stator, constituée par un empilage de tôles à faible taux de perte, supportant des bobinages symétriques triphasés alimentés en courant alternatif triphasé. Une partie mobile, dite rotor, n'est pas alimentée, elle est en court-circuit et elle peut être de deux sortes :

- Bobinée (à bagues) munie d'un enroulement généralement triphasé connecté à des bagues sur lesquelles frottent des balais.
- À cage d'écureuil, formée d'un ensemble de bagues conductrices reliées entre elles à chaque extrémité par des anneaux circulaires.

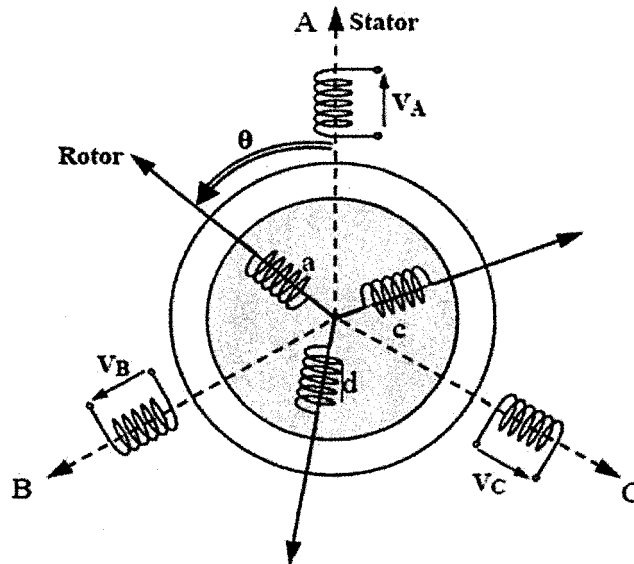


Figure 1.1: Représentation schématique de la machine asynchrone triphasée.

Nous nous sommes intéressés au moteur asynchrone à cage d'écureuil, car il est caractérisé par sa robustesse et sa simplicité de construction. Toutefois, pour établir des relations simples entre les tensions d'alimentation du moteur et ses courants, il faut s'appuyer sur un certain nombre d'hypothèses [1, 2] :

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encochage est négligeable.
- On néglige la saturation du circuit magnétique et son hystérésis, ce qui entraîne un champ magnétique sinusoïdal, ainsi que les pertes par courants de Foucault (circuit parfaitement feuilleté).
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et on néglige l'effet de peau (densité de courant uniforme dans la section des conducteurs).
- On ne considère que la première harmonique d'espace créée par chacune des phases des deux armatures.

Parmi les conséquences importantes de ces hypothèses, on peut citer :

- l'additive des flux.
- la constance des inductances propres.
- la loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements du stator et du rotor en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques.

1.3 Repères de référence

La modélisation du moteur à induction est la première étape essentielle pour son identification et son contrôle. Le modèle mathématique de la machine devrait avoir, d'une part, une telle structure de façon à décrire complètement les caractéristiques de la machine et, d'autre part, il faudrait qu'il soit pratique pour la mise en œuvre des algorithmes de contrôle et d'estimation.

Lors de l'élaboration d'un modèle de la machine à induction, les enroulements des trois phases de la machine sont supposés être symétriques. La figure 1.2 présente les repères de référence et la représentation de flux rotorique et de courant statorique en tant que vecteurs spatiaux. Dans la figure 1.2, a , b et c sont respectivement les axes des enroulements statoriques, a , b et c . α - β sont les axes de repère fixe lié au stator, où on a considéré l'axe α aligné sur l'enroulement statorique de l'axe a , d - q est un repère tournant lié au champ (sa vitesse de rotation est ω_e).

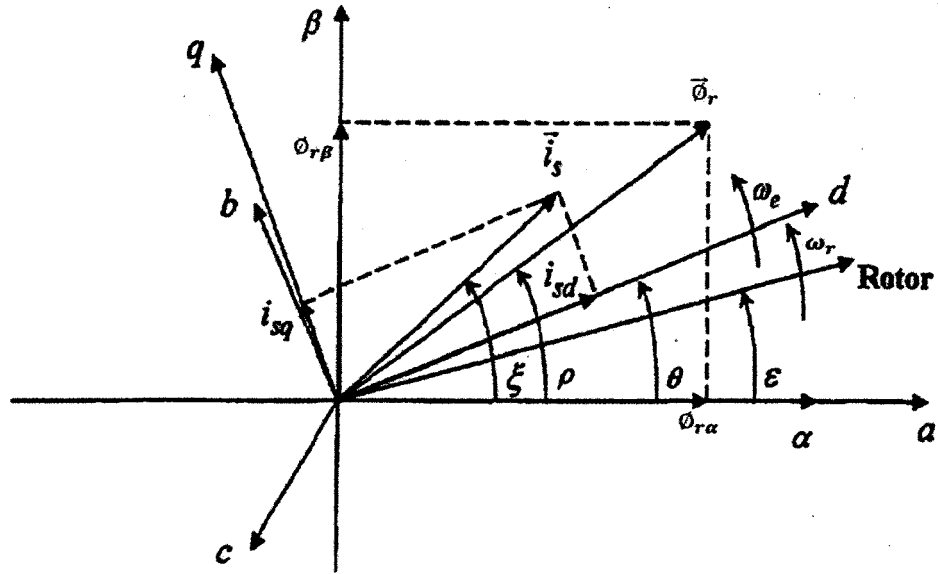


Figure 1.2: Repères et représentation du courant statorique et du flux rotorique comme vecteurs spatiaux.

1.4 Transformation de CLARKE

Le passage d'un repère triphasé (a, b, c) vers un repère biphasé (d, q) peut être réalisé par la transformation connue sous le nom CLARKE; la transformation est donnée par :

$$\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} = k \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \quad (1.1)$$

Le passage inverse d'un repère biphasé (d, q) vers un repère triphasé (a, b, c) (transformation inverse de CLARKE) est exprimé ci-dessous :

$$\begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} = k \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} \quad (1.2)$$

Jusqu'à maintenant, nous avons pris le courant comme variable, mais la transformation s'applique de la même manière pour les deux autres variables de la machine (tension et flux). Dans un cas particulier, si nous supposons que l'axe d est aligné sur l'axe a , la transformation de CLARKE pourrait être simplifiée sous la forme suivante (Transformation de CONCORDIA) :

$$\begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} = k \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \quad (1.3)$$

et

$$\begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} = k \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (1.4)$$

$$\text{avec : } \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix}$$

Le facteur k dépend de la convention utilisée : pour une puissance invariante $k = \sqrt{\frac{2}{3}}$ et pour une amplitude invariante $k = \frac{2}{3}$. Mathématiquement parlant, le choix de la matrice normée de CONCORDIA est souvent privilégié pour des raisons de symétrie de transformation directe et inverse.

1.5 Transformation de PARK

Le changement de repère triphasé (a, b, c) vers un repère biphasé (α, β) donne des valeurs dans un repère fixe lié au stator, mais il est souvent utile de modéliser la machine dans un repère tournant lié au champ, généralement en rotation à la vitesse synchrone ω_e . La transformation d'un repère fixe (α, β) vers un repère tournant (d, q) à une vitesse de rotation ω_e , également connu sous le nom de transformation du PARK, est donnée par :

$$\begin{bmatrix} i_{sq} \\ i_{sd} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (1.5)$$

Où θ est l'angle entre l'axe d de repère tournant lié au champ et l'axe α de repère fixe lié au stator. La transformation inverse d'un repère tournant lié au champ vers un repère fixe lié au stator (Transformation inverse du PARK), est donnée par :

$$\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} \quad (1.6)$$

1.6 Représentation phaseur de la machine asynchrone triphasée

Dans cette section, nous présentons la représentation phaseur de la machine asynchrone. Les deux référentiels les plus utilisés dans la commande de la machine à induction sont :

- le référentiel tournant à la vitesse du champ statorique appelé (d, q) .
- le référentiel fixe par rapport au stator (α, β) .

Le modèle de la machine est représenté dans un référentiel tournant lié au champ ainsi que dans un référentiel fixe lié stator.

1.6.1 Modèle de la machine asynchrone dans un référentiel tournant

Le modèle de moteur asynchrone dans un référentiel (d, q) tournant à une vitesse synchrone ω_e en utilisant la notation vectorielle complexe est donné par :

$$\vec{V}_s e^{-j\theta} = R_s \vec{i}_s e^{-j\theta} + \frac{d\vec{\phi}_s e^{-j\theta}}{dt} + j\omega_e \vec{\phi}_s e^{-j\theta} \quad (1.7)$$

$$0 = R_r \vec{i}_r e^{j(\varepsilon-\theta)} + \frac{d\vec{\phi}_r e^{j(\varepsilon-\theta)}}{dt} + j(\omega_e - \omega_r) \vec{\phi}_r e^{j(\varepsilon-\theta)} \quad (1.8)$$

\vec{V}_s , \vec{i}_s et $\vec{\phi}_s$ sont respectivement les vecteurs de la tension, de courant et de flux dans un référentiel lié au stator, \vec{i}_r et $\vec{\phi}_r$ sont respectivement les vecteurs de courant et de flux dans un référentiel lié au rotor. Les flux de stator et de rotor sont donnés par :

$$\vec{\phi}_s e^{-j\theta} = L_s \vec{i}_s e^{-j\theta} + L_m \vec{i}_r e^{j(\varepsilon-\theta)} \quad (1.9)$$

$$\vec{\phi}_r e^{j(\varepsilon-\theta)} = L_r \vec{i}_r e^{j(\varepsilon-\theta)} + L_m \vec{i}_s e^{-j\theta} \quad (1.10)$$

L'équation mécanique est donnée par :

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = pT_{em} - pT_L - F\omega_r \quad (1.11)$$

Le couple électromagnétique est donné par :

$$T_{em} = \frac{3}{2} p L_m \Im \left[\vec{i}_s e^{-j\theta} (\vec{i}_r e^{j(\varepsilon-\theta)})^c \right] \quad (1.12)$$

La partie imaginaire est l'équivalent du produit vectoriel des deux vecteurs de courant.

L'équation de couple électromagnétique peut être exprimée par la relation suivante :

$$T_{em} = \frac{3}{2}p[(\vec{\phi}_s e^{-j\theta}) \times (\vec{l}_s e^{-j\theta})] = \frac{3}{2}p \frac{L_m}{L_r} [(\vec{\phi}_r e^{j(\varepsilon-\theta)}) \times (\vec{l}_s e^{-j\theta})] \quad (1.13)$$

1.6.2 Modèle de la machine asynchrone dans un référentiel fixe au stator

Le modèle de la machine dans un référentiel fixe (α, β) lié au stator peut être obtenu lorsque $\theta = 0$ et $\omega_e = 0$, comme indiqué ci-dessous :

$$\vec{V}_s = R_s \vec{l}_s + \frac{d\vec{\phi}_s}{dt} \quad (1.14)$$

$$0 = R_r \vec{l}_r e^{j\varepsilon} + \frac{d\vec{\phi}_r e^{j\varepsilon}}{dt} - j\omega_r \vec{\phi}_r e^{j\varepsilon} \quad (1.15)$$

L'équation mécanique est donnée par :

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = pT_{em} - pT_L - F\omega_r = \frac{3}{2}p^2 L_m \Im [\vec{l}_s (\vec{l}_r e^{j\varepsilon})^c] - pT_L - F\omega_r \quad (1.16)$$

où

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{3}{2}p^2 [\vec{\phi}_s \times \vec{l}_s] - pT_L - F\omega_r = \frac{3}{2}p^2 \frac{L_m}{L_r} [\vec{\phi}_r \times \vec{l}_s] - pT_L - F\omega_r \quad (1.17)$$

1.7 Modèle biphasé de la machine asynchrone

La représentation biphasée de la machine asynchrone triphasée est très utile pour la conception et l'application des algorithmes de contrôle et d'estimation. Dans la section suivante, les modèles biphasés de la machine asynchrone dans un référentiel tournant et dans un référentiel fixe sont présentés.

1.7.1 Modèle biphasé de la machine asynchrone dans un référentiel tournant

Le modèle biphasé de la machine dans un référentiel tournant (d, q) peut être obtenu à partir de (1.7) et (1.8), et par projection des variables de la machine sur les axes d et q nous obtenons :

$$V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \Phi_{sd} - \omega_e \Phi_{sq} \quad (1.18)$$

$$V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \Phi_{sq} + \omega_e \Phi_{sd} \quad (1.19)$$

$$0 = R_r i_{rd} \frac{d}{dt} \Phi_{rd} - (\omega_e - \omega_r) \Phi_{rq} \quad (1.20)$$

$$0 = R_r i_{rq} \frac{d}{dt} \Phi_{rq} + (\omega_e - \omega_r) \Phi_{rd} \quad (1.21)$$

où

$$\begin{aligned} \vec{V}_s e^{-j\theta} &= V_{sd} + jV_{sq}, & \vec{i}_s e^{-j\theta} &= i_{sd} + ji_{sq}, & \vec{\Phi}_s e^{-j\theta} &= \Phi_{sd} + j\Phi_{sq} \\ \vec{i}_r e^{j(\varepsilon-\theta)} &= i_{rd} + ji_{rq} & \text{et} & & \vec{\Phi}_r e^{j(\varepsilon-\theta)} &= \Phi_{rd} + j\Phi_{rq} \end{aligned}$$

Les circuits équivalents de la machine asynchrone dans un référentiel tournant (d, q) , sont présentés sur la figure 1.3 [2].

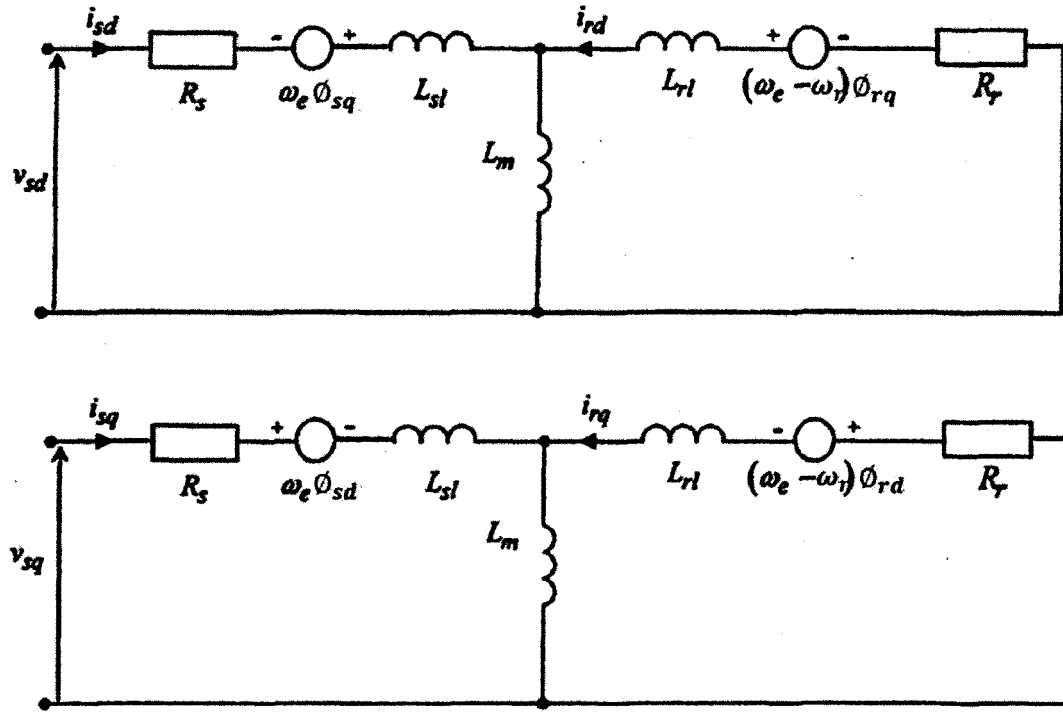


Figure 1.3: Circuit équivalent de la machine asynchrone dans un référentiel tournant (d, q).

Nous éliminons le flux statorique, le courant rotorique dans les équations posées précédemment en introduisant l'équation mécanique de la machine, le modèle de la machine dans un référentiel tournant (d, q) peut se traduire par l'équation (1.22) :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \\ \omega_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{\tau_s} + \frac{1-\sigma}{\tau_r} \right) i_{sd} + \omega_e i_{sq} + \frac{L_m}{\sigma L_s L_r \tau_r} \phi_{rd} + \frac{L_m \omega_r}{\sigma L_s L_r} \phi_{rq} \\ -\omega_e i_{sd} - \frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{\tau_s} + \frac{1-\sigma}{\tau_r} \right) i_{sq} - \frac{L_m \omega_r}{\sigma L_s L_r} \phi_{rd} + \frac{L_m}{\sigma L_s L_r \tau_r} \phi_{rq} \\ \frac{L_m}{\tau_r} i_{sd} - \frac{1}{\tau_r} \phi_{rd} + (\omega_e - \omega_r) \omega_{rq} \\ \frac{L_m}{\tau_r} i_{sq} - (\omega_e - \omega_r) \omega_{rd} - \frac{1}{\tau_r} \phi_{rq} \\ \frac{3p^2 L_m}{2J L_r} [i_{sq} \phi_{rd} - i_{sd} \phi_{rq}] - \frac{F}{J} \omega_r - \frac{p}{J} T_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} \\ \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1.22)$$

Avec : $\sigma = (1 - L_m^2 / L_s L_r)$, $\tau_s = \frac{L_s}{R_s}$, $\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$

R_s : Resistance statorique.

R_r : Resistance rotorique.

L_s : Inductance cyclique statorique.

L_r : Inductance cyclique rotorique.

L_m : Inductance magnétisante.

J : Moment d'inertie.

F : Coefficient de frottement visqueux.

p : Nombre de paires de pôles.

T_L : Couple charge nominal.

1.7.2 Modèle biphasé de la machine asynchrone dans un référentiel fixe au stator

Le modèle biphasé de la machine dans un référentiel fixe (α, β) , peut être tiré de l'équation (1.22) en mettant $(\omega_e = 0)$, et en projetant les variables de la machine sur les axes (α, β) , nous obtenons l'équation suivante :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \\ \omega_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{\tau_s} + \frac{1-\sigma}{\tau_r} \right) i_{s\alpha} + \frac{L_m}{\sigma L_s L_r \tau_r} \Phi_{r\alpha} + \frac{L_m \omega_r}{\sigma L_s L_r} \Phi_{r\beta} \\ -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{\tau_s} + \frac{1-\sigma}{\tau_r} \right) i_{s\beta} - \frac{L_m \omega_r}{\sigma L_s L_r} \Phi_{r\alpha} + \frac{L_m}{\sigma L_s L_r \tau_r} \Phi_{r\beta} \\ \frac{L_m}{\tau_r} i_{s\alpha} - \frac{1}{\tau_r} \Phi_{r\alpha} - \omega_r \Phi_{r\beta} \\ \frac{L_m}{\tau_r} i_{s\beta} + \omega_r \Phi_{r\alpha} - \frac{1}{\tau_r} \Phi_{r\beta} \\ \frac{3p^2 L_m}{2J L_r} [i_{s\beta} \Phi_{r\alpha} - i_{s\alpha} \Phi_{r\beta}] - \frac{F}{J} \omega_r - \frac{p}{J} T_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} V_{s\alpha} \\ \frac{1}{\sigma L_s} V_{s\beta} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1.23)$$

Ce modèle peut être écrit sous une autre forme en éliminant le flux rotorique dans l'équation, nous obtenons le modèle représenté par l'équation suivante :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \phi_{s\alpha} \\ \phi_{s\beta} \\ \omega_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{\tau_s} + \frac{1}{\tau_r} \right) i_{s\alpha} + \omega_r i_{s\beta} + \frac{1}{\sigma L_s \tau_r} \phi_{s\alpha} + \frac{\omega_r}{\sigma L_s} \phi_{s\beta} \\ -\omega_r i_{s\alpha} - \frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{\tau_s} + \frac{1}{\tau_r} \right) i_{s\beta} - \frac{\omega_r}{\sigma L_s} \phi_{s\alpha} + \frac{1}{\sigma L_s \tau_r} \phi_{s\beta} \\ -R_s i_{s\alpha} \\ -R_s i_{s\beta} \\ \frac{3p^2}{2J} [i_{s\beta} \phi_{s\alpha} - i_{s\alpha} \phi_{s\beta}] - \frac{F}{J} \omega_r - \frac{p}{J} T_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} V_{s\alpha} \\ \frac{1}{\sigma L_s} V_{s\beta} \\ V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1.24)$$

1.8 Conclusion

La modélisation de la machine asynchrone est la première étape essentielle pour son identification et son contrôle. Le modèle mathématique de la machine doit avoir une structure pouvant décrire complètement les caractéristiques de la machine d'une part et, d'autre part, il faut qu'il soit pratique pour la mise en œuvre des algorithmes d'estimation.

Dans ce chapitre, la modélisation de la machine asynchrone a été présentée, le chapitre ayant commencé par une présentation des repères de référence. Ensuite, les deux transformations de coordonnées (CLARKE et PARK) ont été introduites. Un modèle biphasé de la machine basé sur le circuit équivalent de la machine asynchrone dans un référentiel lié au champ tournant (d-q) a ensuite été présenté. Enfin, le chapitre s'est clôturé par une présentation du modèle biphasé de la machine asynchrone dans un référentiel fixe (α - β) lié au stator.

CHAPITRE 2

COMMANDE DIRECTE DU COUPLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASÉE

CHAPITRE 2

COMMANDE DIRECTE DU COUPLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASÉE

2.1 Introduction

La technique de commande directe du couple « CDC » (Direct Torque Control) a été introduite par TAKAHASHI au milieu des années 1980 [12-14]. Récemment, elle est de plus en plus utilisée dans l'industrie à la place d'autres types et plus particulièrement de la commande par orientation de flux (Field Oriented Control ou « FOC »).

Plusieurs travaux ont permis une modélisation rigoureuse de cette technique de commande, qui exploite la possibilité d'imposer un couple et un flux aux machines à courant alternatif d'une manière découplée, lorsqu'alimentées par onduleur de tension sans l'utilisation d'une boucle de retour pour la régulation de courant, en atteignant des performances semblables à celles des commandes vectorielles [15-19]. La CDC consiste à calculer les grandeurs de contrôle que sont le flux statorique et le couple électromagnétique à partir des mesures de courants statoriques sans l'utilisation de capteurs mécaniques.

Dans la structure CDC, la machine asynchrone commandée par l'onduleur de tension est un système dynamique hybride, dont la partie continue c'est la machine asynchrone et la partie discrète c'est l'onduleur de tension. Ce chapitre sera consacré à la description de la commande CDC appliquée à la machine asynchrone triphasée.

2.2 Principe de la CDC

La commande consiste à réguler directement le couple électromagnétique et le flux statorique par la détermination directe de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs d'un onduleur de tension. Ce choix est basé sur l'utilisation de régulateurs à hystérésis dont le rôle est de commander l'état du système, à savoir l'amplitude de flux statorique et le couple électromagnétique, il s'agit de maintenir ces deux grandeurs dans des plages d'erreurs définies; les deux sorties des régulateurs combinées avec l'information sur la position où le vecteur de flux se trouvait, déterminent la table de commande (ou de vérité) servant à contrôler l'onduleur. Ce dernier (onduleur à deux niveaux) permet, le cas échéant, d'atteindre sept positions distinctes dans le plan de phase, correspondant aux huit séquences du vecteur de tension à la sortie de l'onduleur. La commande directe du couple classique d'une machine asynchrone triphasée peut être schématisée par la figure suivante :

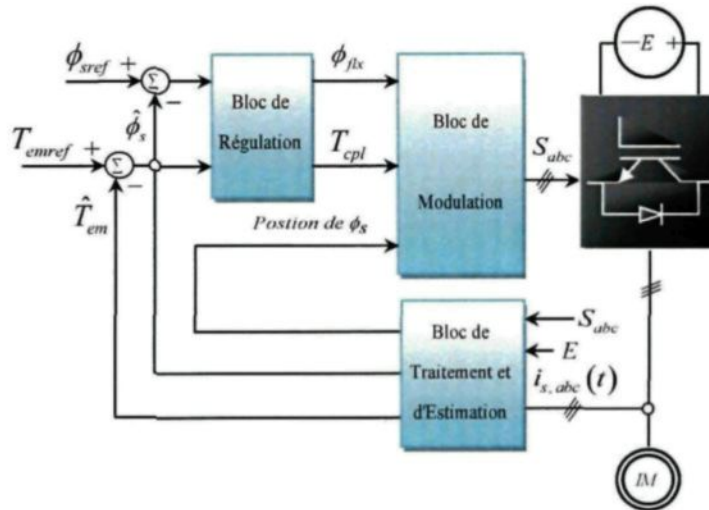


Figure 2.1: Schéma structurel du contrôle direct de couple.

La commande directe de couple possède généralement d'excellentes caractéristiques dynamiques, et en général elle est définie par [2]:

- une réponse dynamique de la machine très rapide, et sa mise en œuvre se démarque sensiblement des commandes par flux orienté; elle ne nécessite pas de transformation de coordonnées (*Park*) dans des axes tournants.
- elle se positionne parmi les stratégies de contrôle simples à des faibles coûts de calcul.
- le fonctionnement à flux variable n'affecte pas le réglage du couple, étant donné que le découplage des grandeurs de contrôle est naturellement assuré par la commande directe.
- les variations de paramètres de rotor de la machine n'affectent pas la commande dans sa version de base; de plus, l'estimation de flux statorique ne dépend que de la résistance de stator (par intégration en boucle ouverte de la force électromotrice du stator).

2.3 Fonctionnement et séquences d'un onduleur de tension triphasée

Pour élaborer la tension triphasée qui attaque le moteur, on fait appel au convertisseur statique (figure 2.2). On considère l'alimentation de convertisseur comme une source parfaite, constituée de deux générateurs de F.E.M égale à $E/2$ connectés à un point noté n_0 . En pratique, plusieurs technologies d'interrupteurs sont utilisées, par exemple, les MOS (*Metal-Oxide Semiconductor*) ou les IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*).

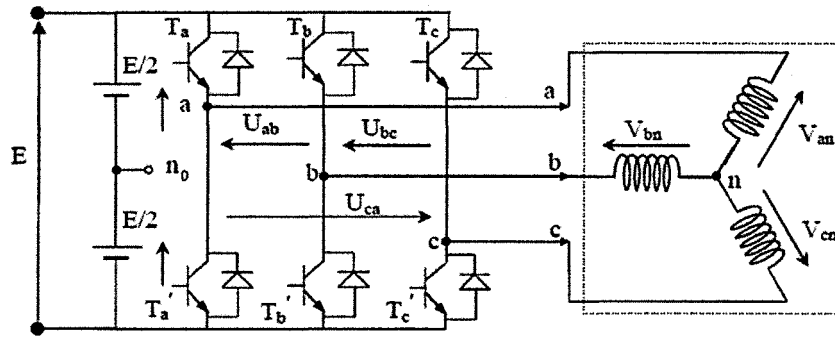


Figure 2.2: Schéma de convertisseur statique triphasé associé à une machine asynchrone.

Le rôle du convertisseur représenté dans la figure 2.2 est de fournir des tensions alternatives simples notées V_{an} , V_{bn} et V_{cn} au moteur, à partir d'une tension continue E (fournie par un redresseur ou une autre alimentation continue); les tensions fournies par l'onduleur forment un système triphasé de fréquence et d'amplitude variable.

Le convertisseur est commandé à partir des grandeurs logiques S_i . On appelle T_i et T_i' les transistors (supposés être des interrupteurs idéaux), on a :

Si $S_i = 1$, T_i est passant et T_i' est ouvert.

Si $S_i = 0$, T_i est ouvert et T_i' est passant, avec $i = a, b, c$.

La combinaison des différents états du convertisseur donne $2^3 = 8$ cas possibles pour le vecteur de tension V_s , dont deux vecteurs nuls (V_0 et V_7) et six vecteurs non nuls. La figure 2.3 montre la représentation dans un plan complexe des six vecteurs non nuls qui peuvent être générés par un onduleur triphasé à deux niveaux.

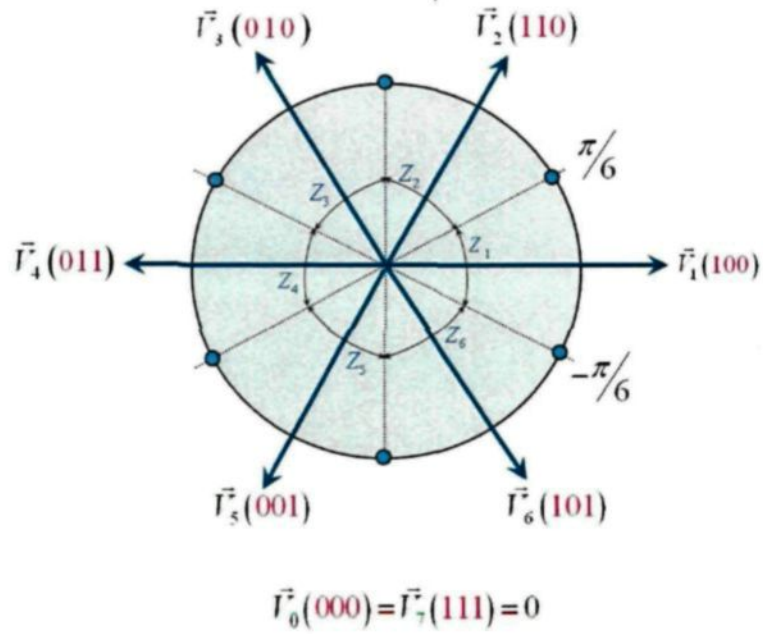


Figure 2.3: Séquences de fonctionnement d'un onduleur de tension triphasée.

Les tensions simples V_{an} , V_{bn} et V_{cn} de la charge issues des tensions composées ont une somme nulle et elles sont définies par :

$$\begin{cases} V_{an} = V_{n1} = \frac{1}{3}(U_{ab} - U_{ca}) \\ V_{bn} = V_{n2} = \frac{1}{3}(U_{bc} - U_{ab}) \\ V_{cn} = V_{n3} = \frac{1}{3}(U_{ab} - U_{bc}) \end{cases} \quad (2.1)$$

avec :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{an_0} - V_{bn_0} \\ U_{bc} = V_{bn_0} - V_{cn_0} \\ U_{ca} = V_{cn_0} - V_{an_0} \end{cases} \quad (2.2)$$

Ce qui nous permettra d'écrire :

$$\begin{cases} V_{n1} = \frac{1}{3}(2V_{an_0} - V_{bn_0} - V_{cn_0}) \\ V_{n2} = \frac{1}{3}(-V_{an_0} + 2V_{bn_0} - V_{cn_0}) \\ V_{n3} = \frac{1}{3}(-V_{an_0} - V_{bn_0} + 2V_{cn_0}) \end{cases} \quad (2.3)$$

Or, les tensions délivrées par les demi-ponts sont données par :

$$V_{an_0} = \begin{cases} \frac{E}{2} \text{ si } T_a \text{ est fermé} \\ -\frac{E}{2} \text{ si } T'_a \text{ est fermé} \end{cases} \quad V_{bn_0} = \begin{cases} \frac{E}{2} \text{ si } T_b \text{ est fermé} \\ -\frac{E}{2} \text{ si } T'_b \text{ est fermé} \end{cases} \quad V_{cn_0} = \begin{cases} \frac{E}{2} \text{ si } T_c \text{ est fermé} \\ -\frac{E}{2} \text{ si } T'_c \text{ est fermé} \end{cases}$$

Les tensions simples par rapport au point neutre (n_0), peuvent être écrites sous la forme :

$$V_{in_0} = S_i E - \frac{E}{2} \quad (2.4)$$

avec : $i = \{a, b, c\}$

En utilisant la forme vectorielle des tensions, on aura :

$$V_s = \sqrt{\frac{2}{3}}(V_{an_0} + aV_{bn_0} + a^2V_{cn_0}) \quad (2.5)$$

avec : $a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$

D'autre part, on a :

$$V_{sn_0} = V_{an} + V_{bn} + V_{cn} \rightarrow V_s = V_{sn_0}$$

où :

V_{sn_0} : est le vecteur de tension par rapport au point milieu de la tension de l'onduleur.

V_s : est le vecteur de tension par rapport au neutre de la machine.

En introduisant les variables logiques de l'état des interrupteurs, le vecteur de tension peut s'écrire sous la forme :

$$V_s = \sqrt{\frac{2}{3}} E (S_a + a S_b + a^2 S_c) \quad (2.6)$$

Si la charge connectée à l'onduleur triphasé est un moteur asynchrone symétrique et équilibré, les tensions des phases appliquées par l'onduleur au stator du moteur sont soumises à la contrainte suivante ($V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0$) et les tensions phase-neutre en fonction des états des interrupteurs peuvent s'exprimer comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

La représentation vectorielle de l'équation ci-dessus peut être exprimée par :

$$\overline{V_{sn_0}} = \overline{V_s} = v_\alpha + j v_\beta = \sqrt{\frac{2}{3}} E (S_a + a S_b + a^2 S_c) = \sqrt{\frac{2}{3}} E \left(S_a + S_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_c e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) \quad (2.8)$$

2.4 Contrôle de couple électromagnétique et du flux statorique

2.4.1 Principe de contrôle du couple électromagnétique

Les expressions vectorielles de la tension statorique et la tension rotorique de la machine asynchrone dans un référentiel fixe lié au stator sont données par :

$$\begin{cases} \overline{V_s} = R_s \overline{I_s} + \frac{d\overline{\phi_s}}{dt} \\ \overline{V_r} = 0 = R_r \overline{I_r} + \frac{d\overline{\phi_r}}{dt} - j\omega_r \overline{\phi_r} \end{cases} \quad (2.9)$$

D'autre part, à partir des expressions des flux (1.9) et (1.10) dans un repère fixe lié au stator, nous pourrions exprimer l'expression de courant rotorique :

$$\begin{cases} \vec{\Phi}_s = L_s \vec{i}_s + L_m \vec{i}_r \\ \vec{\Phi}_r = L_r \vec{i}_r + L_m \vec{i}_s \end{cases} \Rightarrow \vec{i}_r = \frac{1}{\sigma L_s} \left(\vec{\Phi}_r - \frac{L_m}{L_s} \vec{\Phi}_s \right) \quad (2.10)$$

avec $\sigma = \left(1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \right)$ (coefficient de dispersion).

L'équation (2.9) devient :

$$\begin{cases} \vec{V}_s = R_s \vec{i}_s + \frac{d\vec{\Phi}_s}{dt} \\ \frac{d\vec{\Phi}_r}{dt} + \left(\frac{1}{\sigma \tau_r} - j\omega_r \right) \vec{\Phi}_r = \frac{L_m}{L_s} \frac{1}{\sigma \tau_r} \vec{\Phi}_s \end{cases} \quad (2.11)$$

avec $\tau_r = L_r / R_r$ (Constante de temps rotorique).

De l'équation (2.11), on peut déduire que :

- il est possible de contrôler le vecteur de flux $\vec{\Phi}_s$ à partir du vecteur de tension \vec{V}_s à un terme de chute de tension près ($R_s i_s$).
- le vecteur de flux rotorique $\vec{\Phi}_r$ suit les variations du flux statorique $\vec{\Phi}_s$ avec un petit retard provoqué par la constante de temps $\sigma \tau_r$.
- le rotor de la machine se comporte comme « un filtre de constante de temps $\sigma \tau_r$ » entre le flux statorique et le flux rotorique de la machine asynchrone.

En régime permanent, la deuxième ligne de l'équation (2.11), peut être écrite par :

$$\left(\frac{1}{\sigma \tau_r} - j\omega_r \right) \vec{\Phi}_r = \frac{L_m}{L_s} \frac{1}{\sigma \tau_r} \vec{\Phi}_s \Rightarrow \vec{\Phi}_r = \frac{L_m}{L_s} \frac{\vec{\Phi}_s}{1 - j\omega_r \sigma \tau_r} \quad (2.12)$$

D'un autre côté le couple électromagnétique [1], peut être exprimé par :

$$T_{em} = p \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \Phi_s \Phi_r \sin \gamma \quad (2.13)$$

Cette équation nous montre que le couple électromagnétique dépend de l'amplitude des deux vecteurs de flux (ϕ_s et ϕ_r) et de leur position relative. En même temps, si l'on parvient à contrôler parfaitement le flux statorique ϕ_s (à partir de la tension V_s) en module et en position (voir équation 2.11 et 2.13), on peut donc contrôler l'amplitude et la position relative du ϕ_r et donc le couple. Cela est possible si la période de commande T_s de la tension V_s est suffisamment petite devant la constante de temps $\sigma\tau_r$ ($T_s \ll \sigma\tau_r$).

2.4.2 Principe de contrôle du flux statorique

En considérant le modèle de la machine asynchrone (équation 1.14) dans un repère fixe lié au stator, l'expression de flux statorique devient:

$$V_s = R_s i_s + \frac{d\phi_s}{dt} \quad (2.14)$$

Par intégration, on peut écrire :

$$\phi_s(t) = \phi_s(0) + \int_0^t (V_s - R_s i_s) dt \quad (2.15)$$

Nous considérons que le terme ($R_s i_s$) peut être négligé devant la tension V_s (pour les grandes vitesses), on calcule alors :

$$\phi_s(t) \approx \phi_s(0) + \int_0^t V_s dt \quad (2.16)$$

Sur une période d'échantillonnage T_s , les états logiques de commande (S_a , S_b et S_c) restent fixés, ainsi on peut écrire :

$$\phi_s(k+1) \approx \phi_s(k) + V_s T_s \Rightarrow \Delta\phi_s \approx V_s T_s \quad (2.17)$$

Avec :

- $\phi_s(k+1)$ est le vecteur de flux statorique au pas d'échantillonnage suivant.
- $\phi_s(k)$ est le vecteur de flux statorique au pas d'échantillonnage actuel.
- $\Delta\phi_s$ est la variation du vecteur de flux statorique ($\phi_s(k+1) - \phi_s(k)$).
- T_s est la période d'échantillonnage.

La figure 2.4 montre l'évolution du vecteur de flux statorique dans un plan (α, β) . On constate qu'entre deux instants d'échantillonnage où sur un intervalle d'échantillonnage $[0, T_s]$, l'extrémité du vecteur ϕ_s se déplace sur une droite dont la direction est donnée par le vecteur V_s sélectionné pendant une période T_s , en choisissant une séquence appropriée du vecteur de tension de l'onduleur sur des périodes d'échantillonnage successives de durée T_s . Ceci permet la poursuite de l'extrémité du vecteur de flux ϕ_s selon la trajectoire désirée. Ainsi la trajectoire de flux statorique sera quasi circulaire et le flux ϕ_s se maintiendra entre les deux valeurs ϕ_{smin} et ϕ_{smax} .

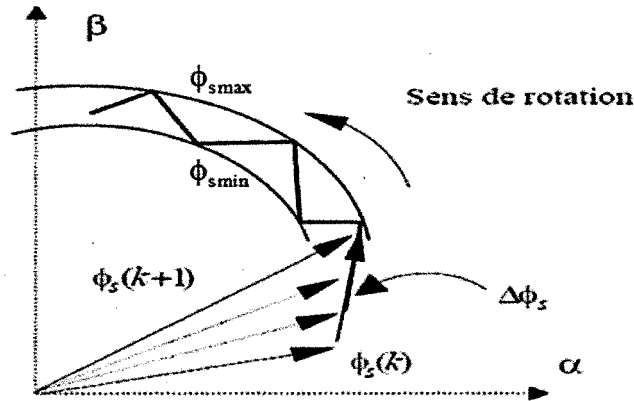


Figure 2.4: Évolution du vecteur de flux statorique dans le plan (α, β) .

Quand la chute de tension ($R_s i_s$) est négligée en fonctionnement à grande vitesse, l'application d'un vecteur de tension nul a pour effet d'arrêter la rotation de flux statorique. Cependant, le flux rotorique continue son évolution soumise à la constante de temps rotorique et tend à rattraper le flux statorique. Ainsi l'angle (γ) entre les flux statorique et rotorique va diminuer et le couple électromagnétique diminuera lentement.

2.4.3 Sélection du vecteur de tension V_s

Les différentes stratégies de sélection du vecteur de tension statorique V_s sont développées à partir des règles d'évolution du module du flux statorique et du couple électromagnétique de la machine asynchrone en prenant compte de l'information sur la position du vecteur de flux statorique dans le plan complexe (α, β). Afin de délimiter l'espace de Φ_s , une partition en six zones de cet espace est nécessaire. Une décomposition en douze zones est aussi possible [12]. Mais elle n'apporte pas d'améliorations supplémentaires dans le cadre d'une commande CDC avec un onduleur à deux niveaux.

Lorsque le flux Φ_s se trouve dans une zone i ($i = 1, \dots, 6$), le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vecteurs de tension correspondant aux huit états du convertisseur statique [12, 13]. À chaque instant, l'évolution du flux du stator est régie par l'équation (2.17). Comme le montre la figure 2.5, pour chaque position du flux du stator, six possibilités s'offrent pour $\Delta\Phi_s \approx V_s T_s$: trois font augmenter le flux (6, 1, 2), et trois le font diminuer (3, 4, 5). Si par exemple le flux doit augmenter ainsi que le couple, la séquence à adopter est 2, 3, 4, 5, 6, 1. Alors que, si le flux doit augmenter mais que le couple doit diminuer, la séquence est 6, 1, 2, 3, 4, 5. Si V_0 ou V_7 sont sélectionnés, alors la

rotation du flux est arrêtée, d'où une décroissance du couple alors que le module du flux ϕ_s reste inchangé.

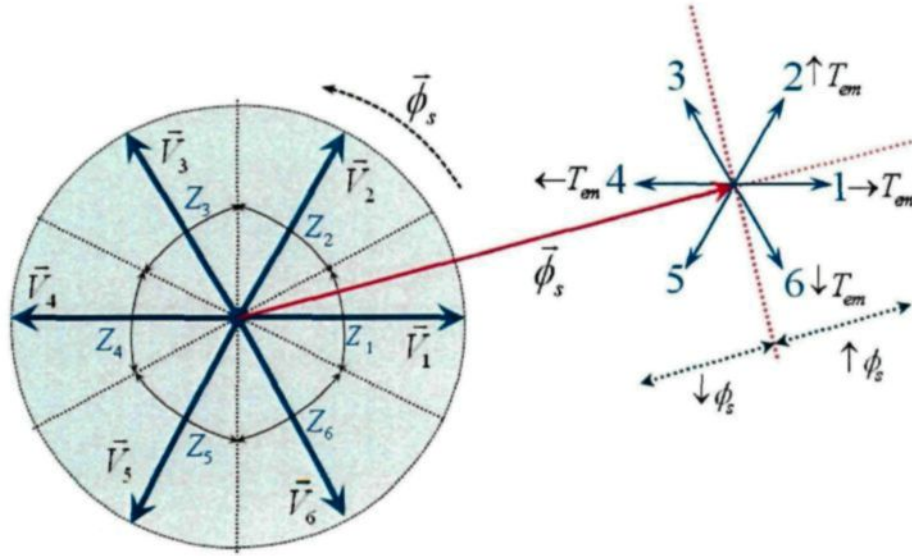


Figure 2.5: Répartition des zones et trajectoire circulaire du flux statorique.

Les six zones (où secteurs) possibles de fonctionnement sont représentées à la figure ci-dessus. La sélection du vecteur de tension à la sortie de convertisseur statique (onduleur) est déduite à partir des écarts de couple et de flux estimés par rapport à leurs références, ainsi que la zone ou la position où se trouvait le vecteur de flux ϕ_s , alors un estimateur de ϕ_s en module et en position ainsi qu'un estimateur de couple électromagnétique sont donc indispensables pour une commande.

2.5 Estimateurs

2.5.1 Estimation du flux statorique

À partir de l'équation (1.14), nous avons :

$$\overline{\phi}_s = \int_0^t (\overline{V}_s - R_s \overline{I}_s) dt \quad (2.18)$$

Le courant statorique est mesuré tandis que la tension statorique dépend de l'état des interrupteurs (S_a, S_b, S_c), et de la tension du lien à courant continu E . En projetant sur les deux axes α et β , nous obtiendrons les deux composantes α et β du vecteur de flux statorique $\hat{\phi}_s$ estimé, soit :

$$\begin{cases} \hat{\phi}_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_{s\alpha} I_{s\alpha}) dt \\ \hat{\phi}_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_{s\beta} I_{s\beta}) dt \\ \text{Avec } \hat{\phi}_s = \hat{\phi}_{s\alpha} + j\hat{\phi}_{s\beta} \end{cases} \quad (2.19)$$

Et en appliquant la transformation de CONCORDIA, on obtient :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} E \left(S_a - \frac{1}{2} (S_b + S_c) \right) \\ V_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} E (S_b - S_c) \\ \text{Avec } V_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} \end{cases} \quad (2.20)$$

De même, les courants $I_{s\alpha}$ et $I_{s\beta}$ sont obtenus à partir de la mesure des courants réels I_{sa}, I_{sb} et I_{sc} ($I_{sa} + I_{sb} + I_{sc} = 0$) et par l'application de la transformation de CONCORDIA, on obtient :

$$\begin{cases} I_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_{sa} \\ I_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (I_{sb} - I_{sc}) \\ \text{Avec } I_s = I_{s\alpha} + jI_{s\beta} \end{cases} \quad (2.21)$$

La phase et l'amplitude du flux statorique estimé sont déterminées à partir des deux composantes de flux du repère α - β , par :

$$\begin{cases} \hat{\phi}_s = \sqrt{\hat{\phi}_{s\alpha}^2 + \hat{\phi}_{s\beta}^2} \\ \theta_s = \arctg \frac{\hat{\phi}_{s\beta}}{\hat{\phi}_{s\alpha}} \end{cases} \quad (2.22)$$

L'angle θ_s , qui représente la phase du flux statorique, nous permet de déterminer la position du vecteur de flux.

2.5.2 Estimation du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique peut être estimé à partir des flux estimés et des courants mesurés [2], et il peut s'exprimer sous la forme suivante :

$$\hat{T}_{em} = \frac{3}{2}p(\hat{\phi}_{s\alpha}I_{s\beta} - \hat{\phi}_{s\beta}I_{s\alpha}) \quad (2.23)$$

De cette équation, on peut remarquer que l'exactitude du module du couple électromagnétique dépend de la qualité de l'estimation du flux et de la précision de la mesure des courants statoriques.

2.6 Elaboration du vecteur de commande

2.6.1 Correcteur de flux

Ce correcteur est simple dans son utilisation : son rôle est de maintenir l'extrémité du vecteur de flux statorique ϕ_s dans une bande circulaire comme l'indique la figure 2.6. L'erreur entre le flux de référence et le flux estimé est injectée dans le contrôleur hystérésis

à deux niveaux qui génère à sa sortie la variable booléenne ϕ_{flx} , cette variable indique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée ($\phi_{flx} = 1$) ou diminuée ($\phi_{flx} = 0$) de manière à garder l'erreur entre le flux estimé et le flux de référence dans une largeur d'hystérésis $\Delta\phi_s$ et l'inéquation $|\phi_{sref} - \hat{\phi}_s| \leq \Delta\phi_s$ doit être vérifiée.

avec : ϕ_{sref} représente la consigne de flux.

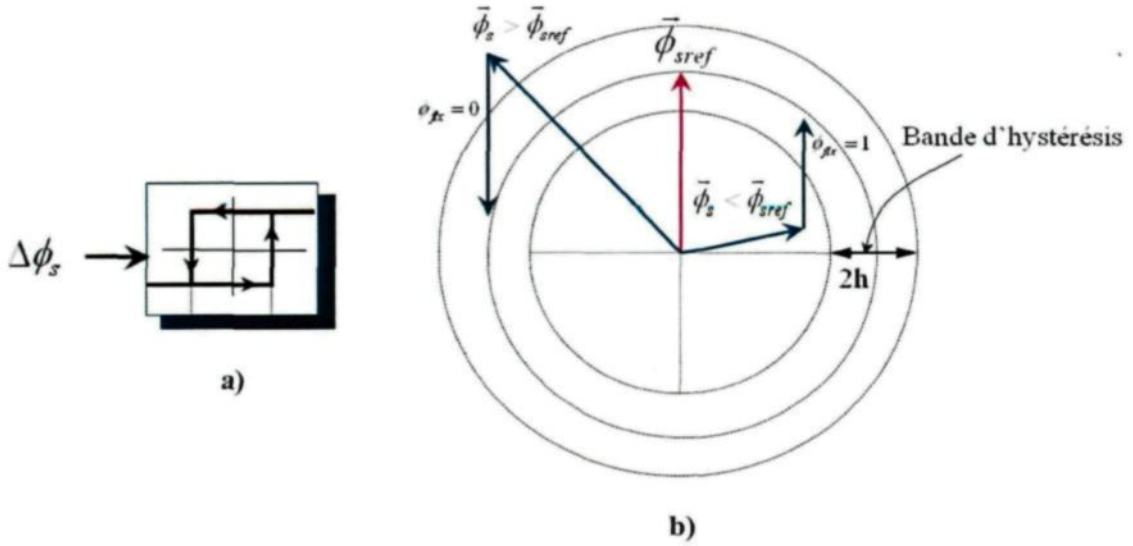


Figure 2.6: a) Correcteur à hystérésis utilisé pour le contrôle du vecteur de flux statorique; b) Contrôle de l'amplitude de flux statorique.

2.6.2 Correcteur de couple

L'autre correcteur indispensable pour la CDC est le correcteur du couple électromagnétique, son but étant de maintenir le couple dans les limites $|T_{emref} - T_{em}| \leq \Delta T_{em}$ (T_{emref} couple de référence et ΔT_{em} la bande d'hystérésis du correcteur). Cependant, une différence avec le correcteur de flux est que le couple électromagnétique peut être positif ou

négatif selon le sens de rotation de la machine [2]. Deux solutions peuvent être proposées (correcteur à deux ou à trois niveaux). Ces solutions sont présentées dans les deux sous-sections suivantes :

2.6.2.1 Correcteur à deux niveaux

Ce type de correcteur est simple à implémenter. De plus, en sélectionnant les vecteurs nuls suivant les zones Z_i , on constate que pour chaque secteur i , il y aura un bras de l'onduleur qui ne commute jamais, cela permet de réduire la fréquence moyenne de commutation de l'onduleur, réduisant ainsi les pertes liées à la commutation de convertisseur statique [12]. Cependant, ce correcteur n'autorise le contrôle de couple que dans un sens de rotation et l'évolution du flux peut être réalisée uniquement par la sélection des vecteurs V_{i+1} et V_{i+2} . Toutefois, il est nécessaire de croiser deux phases de la machine pour l'inversion du sens de rotation.

2.6.2.2 Correcteur à trois niveaux

Il permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif. La sortie booléenne (T_{cpl}) du correcteur indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue ($T_{cpl}=1$ pour une consigne positive et $T_{cpl}=-1$ pour une consigne négative) ou diminuée ($T_{cpl}=0$), la figure 2.7 montre ce type de régulateur.

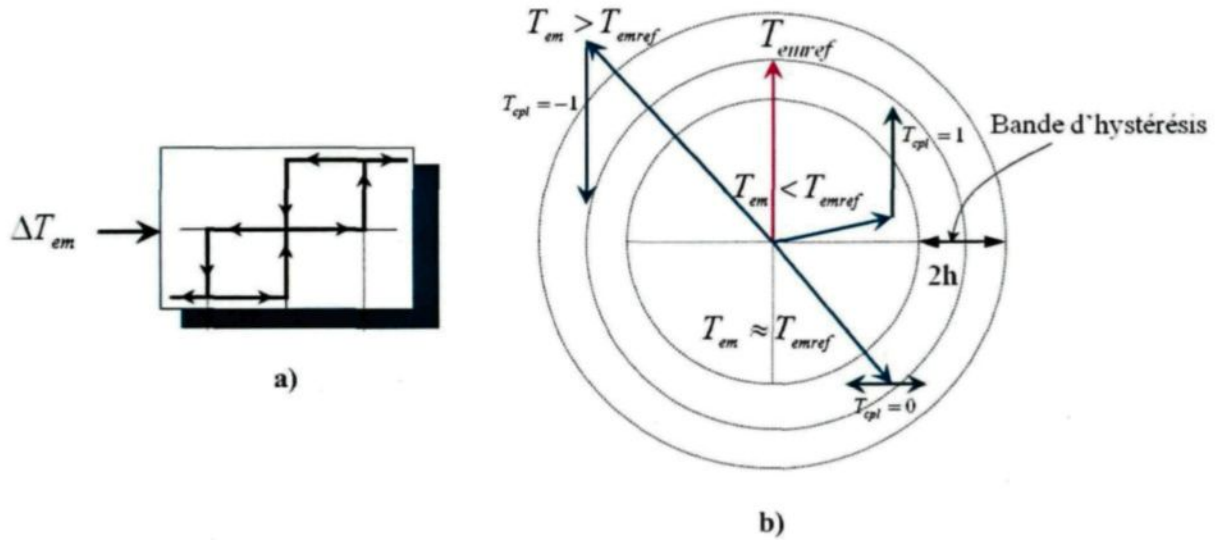


Figure 2.7: a) Correcteur à hystérésis utilisé pour le contrôle du couple électromagnétique; b) Contrôle du couple électromagnétique.

2.7 Elaboration du vecteur de commande

La table de commutation est élaborée en fonction de l'état des variables booléennes (Φ_{flx} et T_{cpl}) à la sortie des deux correcteurs de flux et du couple électromagnétique, ainsi que la zone Z_i donnant l'information sur la position du vecteur de flux Φ_s . Elle se présente sous la forme suivante :

Tableau 2.1 : Stratégie de contrôle avec un comparateur à hystérésis à trois niveaux (avec séquences nulles).

Flux	Couple	Z ₁	Z ₂	Z ₃	Z ₄	Z ₅	Z ₆	Correcteur	
$\Phi_{flx} = 0$	$T_{cpl} = 1$	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	Deux	Trois niveaux
	$T_{cpl} = 0$	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	niveaux	
	$T_{cpl} = -1$	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4		
$\Phi_{flx} = 1$	$T_{cpl} = 1$	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	Deux	Trois niveaux
	$T_{cpl} = 0$	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	niveaux	
	$T_{cpl} = -1$	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5		

Tableau 2.2 : Stratégie de contrôle avec un comparateur à hystérésis à trois niveaux (avec séquences non nulles).

Flux	Couple	Z ₁	Z ₂	Z ₃	Z ₄	Z ₅	Z ₆	Correcteur	
$\Phi_{flx} = 0$	$T_{cpl} = 1$	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	Deux	Trois niveaux
	$T_{cpl} = 0$	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	niveaux	
	$T_{cpl} = -1$	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4		
$\Phi_{flx} = 1$	$T_{cpl} = 1$	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	Deux	Trois niveaux
	$T_{cpl} = 0$	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	niveaux	
	$T_{cpl} = -1$	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5		

2.8 Structure générale de la CDC en boucle ouverte

La figure 2.8 représente la structure générale en boucle ouverte de la commande CDC appliquée à la machine asynchrone triphasée. Nous utilisons la table de commutation classique de *Takahashi* (Tableau 2.1). Le choix de V_s est effectué à chaque période d'échantillonnage T_s .

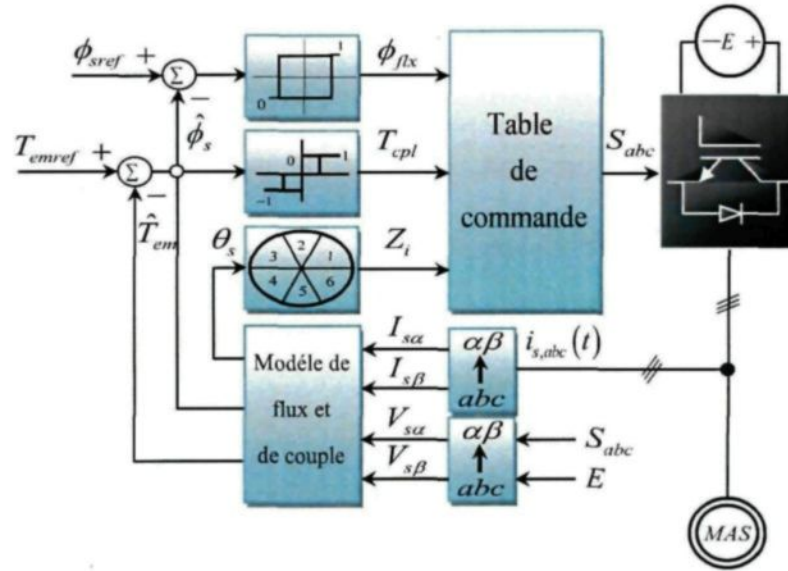


Figure 2.8: Schéma de la structure générale en boucle ouverte de la «CDC».

2.9 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons tout d'abord rappelé le principe de la commande directe du couple appliquée sur la machine asynchrone. Ensuite, nous avons parlé de l'apport de la loi de commande CDC pour le découplage entre le flux et le couple, entraînant d'excellentes performances dynamiques. Deux régulateurs hystérésis à structures variables sont définis pour le flux statorique et pour le couple électromagnétique. Ce type de contrôle est basé sur une régulation des valeurs instantanées du couple et du flux statorique, à partir d'un choix approprié de vecteur de tension, menant à une action directe sur la configuration du convertisseur statique. Cependant la maîtrise de la fréquence de commutation reste toujours un problème pour cette stratégie, le prochain chapitre sera dédié à l'étude de l'estimateur de Kalman et le contrôle de vitesse en boucle fermée.

CHAPITRE 3

ESTIMATEUR DE KALMAN ET CONTRÔLE DE LA VITESSE EN BOUCLE FERMÉE

CHAPITRE 3

ESTIMATEUR DE KALMAN ET CONTRÔLE DE LA VITESSE EN BOUCLE FERMÉE

3.1 Introduction

Nous avons présenté au chapitre précédent le contrôle direct classique d'une machine asynchrone triphasée. Ce principe de contrôle a été établi en considérant que les capteurs de mesures sont parfaits. Cependant, ce type de contrôle nécessite une bonne estimation du flux statorique et du couple électromagnétique. La méthode la plus simple et la plus classique consiste à utiliser les équations différentielles du flux statorique représentées dans le repère fixe (α, β) en fonction des tensions et des courants statoriques. Ainsi, deux capteurs de courant et la valeur de la tension E du pont onduleur nous donnent par intégration en boucle ouverte, le flux statorique estimé. Les courants $(I_{s\alpha}, I_{s\beta})$ sont mesurés et les tensions $(V_{s\alpha}, V_{s\beta})$ sont reconstituées à partir de la tension continue E et des états des transistors du convertisseur statique alimentant la machine asynchrone.

Cette méthode d'obtention de flux statorique estimé par intégration en boucle ouverte présente l'avantage de la simplicité, mais elle est peu stable (voire divergente) surtout en basse vitesse et elle présente des problèmes d'ordre technologique (offsets, gain important à basse fréquence, précision des mesures de courant et bruits divers). De plus, elle est particulièrement sensible au temps mort de déconnexion de l'onduleur.

Tous ces problèmes sont à l'origine du développement de structures robustes permettant une estimation des variables électromécaniques. Plusieurs méthodes non linéaires

déterministes et stochastiques ont fait l'objet d'étude approfondie, le filtre de Kalman dans une formulation discrète a été choisi pour notre application. Nous avons préféré utiliser l'algorithme de Kalman qui permet d'avoir une structure d'estimation où les états prédits du système sont corrigés [20, 32, 33, 34, 35, 36]; de plus, le filtre de Kalman a prouvé ses performances dans plusieurs applications industrielles en matière de précision et de réduction de bruits de mesures.

Finalement, nous clôturerons ce chapitre par le contrôle prédictif de vitesse adopté dans cette étude; ce régulateur remplacera le traditionnel régulateur PI habituellement utilisé. Il sera associé à un estimateur de perturbation et un schéma antidépassement. Ainsi, une structure de la commande directe classique de couple en boucle fermée sera donnée.

3.2 Estimateur de Kalman

3.2.1 Introduction

Dans un passé proche, le filtre de Kalman, malgré ses performances, présentait l'inconvénient de nécessiter un calcul d'autant plus complexe que l'ordre est plus élevé, et cela rendait son implémentation en temps réel, dans un contexte de CDC, (exigeant une période d'échantillonnage courte) problématique. Mais aujourd'hui, le développement de la technologie des microprocesseurs et les circuits FPGA reconfigurables, a permis l'implémentation et la mise en pratique des algorithmes de calcul et de contrôle difficiles à implanter auparavant tels que le filtre de Kalman.

L'approche du filtre de Kalman a été introduite par Rudolf Kalman en 1960 en se basant sur une présentation d'état discrète et linéaire d'un processus; sa forme a par la suite

été développée par Richard Bucy et Rudolf Kalman. Depuis, il est largement utilisé dans plusieurs applications industrielles [37-41], surtout en matière de filtrage des signaux mesurés ainsi que dans l'estimation et l'identification des paramètres d'un processus.

3.2.2 Algorithme de filtre de Kalman

L'algorithme de Kalman est une approche destinée à estimer l'état d'un processus caractérisé par un modèle stochastique. Ainsi, il permet de prendre en considération les bruits de mesures et les erreurs de modélisation. La forme discrète du filtre de Kalman est basée sur le modèle discrétisé du processus; en introduisant les bruits discrets w_1 et w_2 , sur l'état et sur la sortie, elle se présente sous la forme suivante :

$$\begin{cases} x(k+1) = f\{x(k), u(k)\} + w_1(k) \\ y(k) = h\{x(k)\} + w_2(k) \end{cases} \quad (3.1)$$

Les termes $w_1(k)$ et $w_2(k)$ sont, respectivement, les bruits sur l'état $x(k)$ et la sortie $y(k)$. Un éventuel bruit sur l'entrée $u(k)$ où des erreurs de modélisation peuvent être introduites dans $w_1(k)$ et $w_2(k)$, afin d'obtenir une estimation optimale par filtre de Kalman; $w_1(k)$ et $w_2(k)$ doivent être centrés, blancs, gaussiens et décorrélés de l'état $X(k)$. Nous supposons, en outre, que $w_1(k)$ et $w_2(k)$ sont décorrélés entre eux. Ces bruits sont donc entièrement caractérisés par les matrices de covariances Q et R . En résumé, nous avons :

$$\begin{cases} E\{w_1(k)\} = 0, E\{w_1(k) \times w_1(j)^t\} = Q\delta_{kj} & Q \geq 0 \\ E\{w_2(k)\} = 0, E\{w_2(k) \times w_2(j)^t\} = R\delta_{kj} & R \geq 0 \end{cases} \quad (3.2)$$

Où δ_{kj} est l'impulsion de Dirac, qui est caractérisée par :

$$\delta_{kj} = \begin{cases} 1 & k = j \\ 0 & k \neq j \end{cases} \quad (3.3)$$

L'algorithme du filtre de Kalman suit les deux étapes suivantes :

3.2.2.1 Etape de prédiction

$$\begin{cases} \hat{x}(k+1/k) = f\{\hat{x}(k/k), u(k)\} \\ P(k+1/k) = F(k)P(k/k)F(k)^t + Q \end{cases} \quad (3.4)$$

avec $(k+1/k)$ désigne la prédiction à l'instant $k+1$, $x(k/k)$ est l'état estimé du processus, $p(k/k)$ est la matrice de covariance de l'erreur d'estimation et la matrice $F(k)$ est définie par :

$$F(k) = \left. \frac{\partial}{\partial x} f\{x(k), u(k)\} \right|_{x(k)=\hat{x}(k/k)} \quad (3.5)$$

3.2.2.2 Etape de correction

$$\begin{cases} \hat{x}(k+1/k+1) = \hat{x}(k+1/k) + K(k+1)\{y(k+1) - H(k+1)\hat{x}(k+1/k)\} \\ H(k+1) = P(k+1/k)H^t(k+1)\{H(k)P(k+1/k)H^t(k) + R\}^{-1} \\ P(k+1/k) = P(k+1/k+1) - K(k+1)H(k+1)P(k+1/k) \end{cases} \quad (3.6)$$

K est la matrice de gain de Kalman et $H(k+1)$ est donnée par la formule suivante :

$$H(k) = \left. \frac{\partial}{\partial x} h\{x(k+1)\} \right|_{x(k+1)=\hat{x}(k+1/k)} \quad (3.7)$$

3.2.3 Application du filtre de Kalman à la machine asynchrone

Dans le cadre de cette étude, nous avons utilisé un filtre de Kalman de quatrième ordre pour estimer les valeurs de courant et du flux statorique, dont la modélisation discrète

a été présentée précédemment. Appliquant cet algorithme sur le modèle de la machine asynchrone dans un repère fixe $\alpha\text{-}\beta$ (équation 1.24), nous obtenons les matrices discrètes suivantes :

$$A_d = \begin{bmatrix} 1 - \frac{T_s}{\sigma} \left(\frac{1}{\tau_s} + \frac{1}{\tau_r} \right) & -T_s \omega_r & \frac{T_s}{\sigma L_s \tau_r} & \frac{T_s \omega_r}{\sigma L_s} \\ T_s \omega_r & 1 - \frac{T_s}{\sigma} \left(\frac{1}{\tau_s} + \frac{1}{\tau_r} \right) & -\frac{T_s \omega_r}{\sigma L_s} & \frac{T_s}{\sigma L_s \tau_r} \\ -T_s R_s & 0 & 1 & 0 \\ 0 & -T_s R_s & 0 & 1 \end{bmatrix}; \quad B_d = \begin{bmatrix} \frac{T_s}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{T_s}{\sigma L_s} \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

ET

$$C_d = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

où T_s est la période d'échantillonnage et :

$$\begin{cases} x(k) = [I_{s\alpha}(k) & I_{s\beta}(k) & \phi_{s\alpha}(k) & \phi_{s\beta}(k)]^t \\ u(k) = [V_{s\alpha}(k) & V_{s\beta}(k)]^t \\ y(k) = [I_{s\alpha}(k) & I_{s\beta}(k)]^t \end{cases} \quad (3.9)$$

Le modèle de la machine asynchrone discrétisé incluant les bruits w_1 et w_2 devient :

$$\begin{cases} x(k+1) = A_d x(k) + B_d u(k) + w_1(k) \\ y(k) = C_d x(k) + w_2(k) \end{cases} \quad (3.10)$$

Ainsi, l'algorithme de Kalman donnant l'entrée estimée prédite et la sortie corrigée s'écrit :

$$\begin{cases} \hat{x}(k+1) = A_d \hat{x}(k/k) + B_d u(k) \\ \hat{y}(k) = C_d \hat{x}(k+1/k) \end{cases} \quad (3.11)$$

Le calcul des matrices F et H nous donne :

$$\begin{aligned}
F(k) &= \frac{\partial}{\partial x} \{A_d x(k) + B_d u(k)\} \Big|_{x(k)=\hat{x}(k/k)} \\
&\Downarrow \\
F(k) &= \begin{bmatrix} 1 - \frac{T_s}{\sigma} \left(\frac{1}{\tau_s} + \frac{1}{\tau_r} \right) & -T_s \omega_r & \frac{T_s}{\sigma L_s \tau_r} & \frac{T_s \omega_r}{\sigma L_s} \\ T_s \omega_r & 1 - \frac{T_s}{\sigma} \left(\frac{1}{\tau_s} + \frac{1}{\tau_r} \right) & -\frac{T_s \omega_r}{\sigma L_s} & \frac{T_s}{\sigma L_s \tau_r} \\ -T_s R_s & 0 & 1 & 0 \\ 0 & -T_s R_s & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.12)
\end{aligned}$$

et

$$H(k+1) = \frac{\partial}{\partial x} \{C_d x(k+1)\} \Big|_{x(k+1)=\hat{x}(k+1/k)} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

Finalement, l'estimation de la matrice d'erreur peut être réalisée par l'équation (3.6). La mise à jour de l'algorithme se fait continuellement ($k=k+1$, $x(k)=x(k-1)$, $P(k)=P(k-1)$) à chaque début de période d'échantillonnage T_s , cette dernière doit être plus rapide que les constantes de temps du moteur électrique.

3.2.4 Choix des matrices de covariance Q et R

C'est par l'entremise de ces deux matrices que passeront les différents états mesurés, prédits et estimés. Leurs rôles sont de minimiser les erreurs liées à une modélisation approchée et à la présence de bruits sur les mesures. Leur réglage requiert une attention particulière et seul un ajustement en ligne permet de valider un bon fonctionnement de filtre. Cependant, quelques grandes lignes permettent de comprendre l'influence du réglage de ces matrices par rapport à la dynamique et la stabilité du filtre.

La matrice Q liée aux bruits de l'état permet de régler la qualité estimée de notre système de modélisation et sa discrétisation. Une valeur forte de Q donne une forte valeur

de K réduisant l'importance de la modélisation et de la dynamique du filtre. La mesure possède alors un poids relatif plus important. Une trop forte valeur de Q peut cependant créer une instabilité de l'observation.

Quant à la matrice R , elle règle les poids de mesures. Une forte valeur de R indique une grande incertitude de la mesure. Par contre, une faible valeur permet un poids important à la mesure. Cependant, il faut faire attention au risque d'instabilité aux faibles valeurs de R .

Les valeurs de Q et R données dans cette étude ont été effectuées expérimentalement afin d'assurer une stabilité dans toute la plage de vitesse possible, tout en respectant un compromis avec la dynamique et les erreurs statiques. Ces valeurs ne sont sûrement pas optimales, mais elles assurent un fonctionnement correct du filtre.

3.3 Contrôle de la vitesse de rotation

3.3.1 Contrôle prédictif en boucle fermée

Le régulateur prédictif non linéaire se dimensionne comme suit, pour un système :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x)u(t) \\ y = h(x) \end{cases} \quad (3.14)$$

Pour notre cas, la variable de commande u représente le couple électromagnétique et la variable à réguler x désigne la vitesse de rotation (le degré relatif de la sortie x par rapport à la commande u est de $r = 1$). Ce qui nous permet d'écrire :

$$\begin{cases} e(t + T_r) = \omega_r(t + T_r) - \omega_{ref}(t + T_r) \\ u(t) = T_{em}(t) \end{cases} \quad (3.15)$$

On définit la fonction μ par:

$$\mu = \frac{1}{2} \left(\omega_r(t + T_r) - \omega_{ref}(t + T_r) \right)^2 \quad (3.16)$$

La dynamique mécanique du moteur est décrite par l'équation suivante :

$$\dot{\omega}_r(t) = -\frac{F}{J} \omega_r(t) + \frac{1}{J} T_{em}(t) - \frac{1}{J} T_L(t) \quad (3.17)$$

Le couple de charge T_L est considéré comme une perturbation inconnue.

La prédiction de la vitesse $\omega_r(t+T_r)$ peut être approximativement évaluée par l'expansion en série de Taylor.

$$\omega_r(t + T_r) = \omega_r(t) + T_r \dot{\omega}_r(t) = \omega_r(t) + T_r \left(-\frac{F}{J} \omega_r(t) + \frac{1}{J} T_{em}(t) - \frac{1}{J} T_L(t) \right) \quad (3.18)$$

Un algorithme simple de commande prédictive est appliqué pour ce système. Il permet à l'erreur de poursuite de la vitesse d'être nulle dans un futur T_r lorsque :

$$\frac{d\mu}{dT_{em}(t)} = 0 \implies \omega_r(t + T_r) - \omega_{ref}(t + T_r) = 0 \quad (3.19)$$

La prédiction de la référence de la vitesse $\omega_{ref}(t+T_r)$ est approximativement calculée par l'expansion en série de Taylor :

$$\omega_{ref}(t + T_r) = \omega_{ref}(t) + T_r \dot{\omega}_{ref}(t) \quad (3.20)$$

Le contrôle optimal est obtenu à partir de (3.17), (3.19) et (3.20), il en résulte la relation :

$$T_{em}(t) = -\frac{J}{T_r}(\omega_r(t) - \omega_{ref}(t)) + F\omega_r(t) + J\dot{\omega}_{ref}(t) + T_L(t) \quad (3.21)$$

En substituant la loi de commande (3.21) dans l'équation mécanique (3.17), la dynamique de l'erreur de poursuite est donnée par la relation :

$$\dot{e}_\omega(t) + \frac{1}{T_r}e_\omega(t) = 0 \quad (3.22)$$

où

$$e_\omega(t) = \omega_r(t) - \omega_{ref}(t) \quad (3.23)$$

À partir de cette équation, on peut facilement vérifier la stabilité de la dynamique de l'erreur de poursuite.

La structure de contrôle en cascade du système est obtenue en considérant le couple électromagnétique obtenu à partir du contrôle prédictif de la vitesse, comme un couple de référence pour la commande directe de couple (CDC). Par conséquent, le système initial peut être décomposé en deux sous-systèmes en cascade. La boucle interne incorpore le contrôle couple-flux, et la boucle externe intègre la dynamique mécanique du moteur asynchrone.

3.3.2 Conception de l'estimateur de perturbation

Le suivi de trajectoire de la vitesse rotorique par rapport à sa référence est lié à une bonne connaissance du couple de charge T_L appliqué à l'arbre de la machine. Cependant le couple de charge T_L est une variable inconnue, elle doit être estimée dans la régulation de

vitesse afin d'obtenir un meilleur asservissement de la vitesse et réduire les effets provoqués par le couple de charge.

À partir de (3.17), on peut mettre le couple de charge sous la forme :

$$-\frac{1}{J}T_L(t) = \dot{\omega}_r(t) + \frac{F}{J}\omega_r(t) - \frac{1}{J}T_{em}(t) \quad (3.24)$$

Par référence à [21, 22], un estimateur de perturbation peut s'écrire sous la forme suivante :

$$\dot{\hat{T}}_L(t) = p_0 \frac{1}{J} \hat{T}_L(t) + P_0 \left(\dot{\omega}_r(t) + \frac{F}{J} \omega_r(t) - \frac{1}{J} T_{em}(t) \right) \quad (3.25)$$

où :

p_0 est le paramètre à choisir pour déterminer la vitesse de la convergence.

$\hat{T}_L(t)$ est le couple de charge estimé.

$\dot{\hat{T}}_L(t)$ est la dérivée de couple de charge estimé.

L'erreur d'estimation est la suivante :

$$e(t) = T_L(t) - \hat{T}_L(t) \quad (3.26)$$

La dynamique de l'erreur est donnée par l'équation :

$$\begin{aligned} \dot{e}(t) &= \dot{T}_L(t) - \dot{\hat{T}}_L(t) = P_0 \frac{1}{J} (\hat{T}_L(t) - T_L(t)) = P_0 \frac{1}{J} e(t) \\ &\quad \Downarrow \\ \dot{e}(t) - P_0 \frac{1}{J} e(t) &= 0 \end{aligned} \quad (3.27)$$

p_0 doit être choisi négatif tel que le système de dynamique soit exponentiellement stable.

Le couple de charge T_L est remplacé, par son estimation \hat{T}_L , dans la loi de commande (3.21), on retrouve :

$$T_{em}(t) = -\frac{J}{T_r}(\omega_r(t) - \omega_{ref}(t)) + F\omega_r(t) + J\dot{\omega}_{ref}(t) + \hat{T}_L(t) \quad (3.28)$$

Ensuite, la loi de commande (3.28) est imbriquée dans l'estimateur de perturbation (3.25), on obtient :

$$\dot{\hat{T}}_L(t) = p_0(\dot{\omega}_r(t) - \dot{\omega}_{ref}(t)) + \frac{p_0}{T_r}(\omega_r(t) - \omega_{ref}(t)) \quad (3.29)$$

Dans la structure de l'estimateur de perturbation, les termes de l'erreur de la vitesse sont inclus jusqu'à la dérivée première, qui représente le degré relatif de la sortie (vitesse) par rapport à l'entrée.

En intégrant (3.29), on trouve :

$$\hat{T}_L(t) = p_0(\omega_r(t) - \omega_{ref}(t)) + \frac{p_0}{T_r} \int_0^t (\omega_r(T_r) - \omega_{ref}(T_r)) dT_r \quad (3.30)$$

L'estimateur de la perturbation du couple de charge possède une structure simple et se comporte comme une commande PI pour la vitesse. Cette structure compense la perturbation inconnue et améliore la poursuite de vitesse.

3.3.3 Schéma antidépassement

Dans le but d'améliorer la performance de ce contrôleur prédictif de vitesse, nous avons ajouté au régulateur un bloc antidépassement qui pourrait répondre à des profils de vitesse de référence relativement rapides. Dans ce cas, une limitation de couple électromagnétique pendant le démarrage et aux régimes transitoires de la machine est indispensable par l'entremise d'un bloc antidépassement. Cette limitation du couple électromagnétique peut être réalisée par la limitation de couple de référence issu du contrôleur de vitesse et ce, par un simple bloc de saturation. Or, lorsque le bloc de saturation entre en fonction pendant les régimes transitoires, la contre-réaction se met hors circuit. Ceci conduit à la dégradation du comportement de l'estimateur de perturbation à cause de l'existence d'une action intégrale dans le schéma de contrôle. De même, si la dynamique de la trajectoire de la vitesse de référence est très rapide, la réponse en vitesse inclura un dépassement. Pour pallier ce problème, nous ajoutons au contrôleur de vitesse avec un schéma antidépassement.

En effet, la prise en compte de bloc antidépassement dans la conception de l'estimateur de perturbations externes permet d'aboutir à une nouvelle approche du réglage prédictif de la vitesse en boucle fermée. À cet effet, un bloc de limitation de la commande (couple) est placé à la sortie du contrôleur prédictif de vitesse; par conséquent, l'équation mécanique devient comme suit [42-44] :

$$\dot{\omega}_r(t) = -\frac{F}{J} \omega_r(t) + \frac{1}{J} \text{sat}(T_{em}(t)) - \frac{1}{J} T_L(t) \quad (3.31)$$

où $sat(T_{em}(t))$ représente la valeur de la limite du couple en régime transitoire.

Donc, on a :

$$-\frac{1}{J}T_L(t) = \dot{\omega}_r(t) + \frac{F}{J}\omega_r(t) - \frac{1}{J}sat(T_{em}(t)) \quad (3.32)$$

En posant :

$$e_{T_{em}} = T_{em}(t) - sat(T_{em}(t)) \Rightarrow sat(T_{em}(t)) = T_{em}(t) - e_{T_{em}} \quad (3.33)$$

En utilisant l'équation (3.25), un estimateur de perturbation peut s'écrire sous la forme suivante :

$$\dot{\hat{T}}_L(t) = p_0 \frac{1}{J} \hat{T}_L(t) + P_0 \left(\dot{\omega}_r(t) + \frac{F}{J} \omega_r(t) - \frac{1}{J} sat(T_{em}(t)) \right) \quad (3.34)$$

En substituant (3.33) dans l'équation ci-dessus, l'estimateur de couple de charge devient:

$$\dot{\hat{T}}_L(t) = p_0 \frac{1}{J} \hat{T}_L(t) + P_0 \left(\dot{\omega}_r(t) + \frac{F}{J} \omega_r(t) - \frac{1}{J} (T_{em}(t) - e_{T_{em}}) \right) \quad (3.35)$$

En utilisant l'équation (3.28) de couple et la substituant dans l'équation (3.35), on obtient:

$$\dot{\hat{T}}_L(t) = p_0 \left(\dot{\omega}_r(t) - \dot{\omega}_{ref}(t) \right) + \frac{P_0}{T_r} \left(\omega_r(t) - \omega_{ref}(t) \right) + p_0 \frac{1}{J} e_{T_{em}} \quad (3.36)$$

En intégrant (3.36), on retrouve :

$$\hat{T}_L(t) = p_0 \left(\omega_r(t) - \omega_{ref}(t) \right) + \frac{p_0}{T_r} \int_0^t \left(\omega_r(T_r) - \omega_{ref}(T_r) \right) dT_r + \frac{p_0}{J} \int_0^t e_{T_{em}} dT_r \quad (3.37)$$

Cette structure compense la perturbation inconnue et améliore la poursuite de vitesse; cependant, le terme (P_0/J) joue le rôle de l'antisaturation [44], dans le cas où le bloc de limitation de couple est en fonctionnement.

3.4 Structure globale de la CDC avec contrôleur prédictif de vitesse

La figure ci-dessus donne le schéma général du contrôle direct du couple classique d'une machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux.

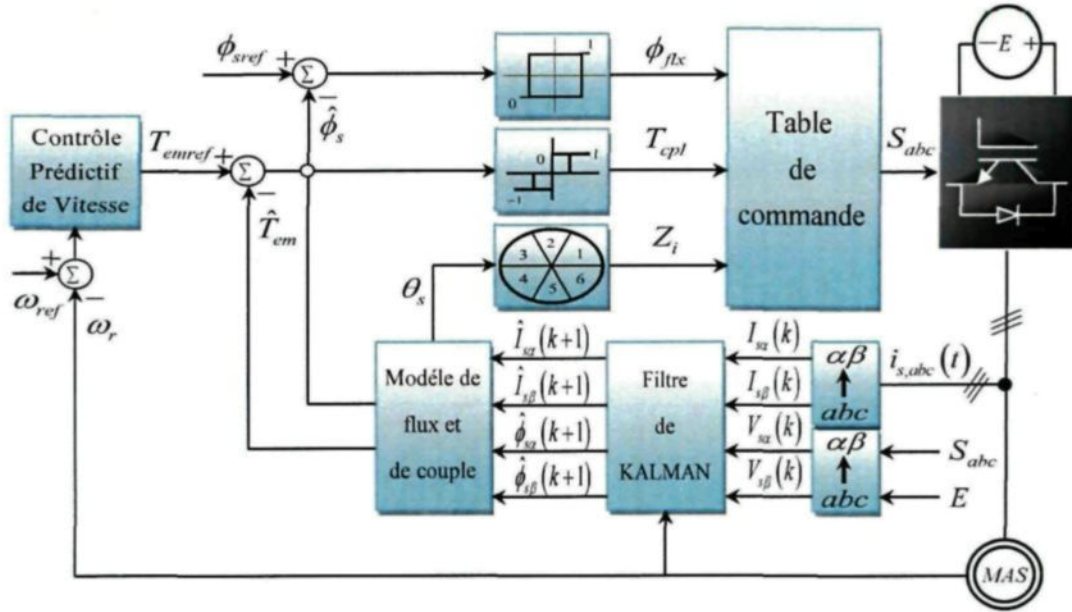


Figure 3.1: Schéma bloc de la commande directe du couple en boucle fermée.

À chaque période d'échantillonnage T_s , l'estimation du flux statorique et du couple électromagnétique est réalisée à l'aide du filtre de Kalman à partir de la mesure des courants statoriques, la connaissance de la tension continue E , la séquence S_{abc} du vecteur

de tension appliqué aux bornes de la machine et le capteur de vitesse ω_r . Alors que la régulation de vitesse est réalisée par le régulateur prédictif de vitesse muni d'un estimateur de perturbation et un bloc antidépassement qui a été présenté précédemment.

3.5 Conclusion

Dans le cadre de ce chapitre, divisé en deux parties, on a présenté dans la première partie l'utilisation du filtre de Kalman pour l'estimation de courant et du flux statoriques. Ce filtre remplacera la méthode d'estimation par intégration en boucle ouverte qui présente des problèmes surtout en basse vitesse.

Dans la deuxième partie de ce chapitre, nous proposons l'usage d'un régulateur prédictif de vitesse comme régulateur de vitesse en boucle fermée à la place du régulateur PI habituellement utilisé dans la commande CDC. Ce régulateur muni d'un estimateur de perturbation et d'un schéma anti-dépassement assurera une réponse dynamique rapide, des petits dépassements et une précision fine de la vitesse régulée. Une structure de principe de la commande directe de couple en boucle fermée appliquée à la machine asynchrone triphasée a été schématisée dans la figure 3.1 avec tous les éléments constitutants de la commande CDC utilisée dans cette étude.

Dans le chapitre suivant, on s'intéressera à une amélioration des performances de la commande directe du couple (CDC) de la machine asynchrone triphasée par l'intégration d'une nouvelle approche de l'aspect prédictif dans le contrôle des systèmes de puissance.

CHAPITRE 4

COMMANDE PRÉDICTIVE : UNE NOUVELLE APPROCHE POUR LE CONTRÔLE DES SYSTÈMES DE PUISSANCE

CHAPITRE 4

COMMANDE PRÉDICTIVE : UNE NOUVELLE APPROCHE POUR LE CONTRÔLE DES SYSTÈMES DE PUISSANCE

4.1 Introduction

Le principe de base d'une loi de contrôle prédictif est de prédire les futures sorties d'un système où un procédé, grâce aux valeurs courantes et passées ainsi que les valeurs futures optimales de contrôle prédictif. Ce dernier se calcule par une méthode d'optimisation, qui prend en compte une fonction de coût, laquelle dépend aussi des références futures, et éventuellement des contraintes.

Le modèle du système en question joue un rôle essentiel dans le contrôle. Ce modèle doit être capable de se rendre compte de la dynamique du processus pour prédire précisément les sorties futures et il devrait être simple à implanter et à comprendre. Tous les algorithmes de contrôle prédictif ne diffèrent entre eux que par le modèle utilisé pour représenter le procédé et par la fonction de coût utilisée dans l'optimisation.

L'objectif de ce chapitre est dédié à la commande prédictive pour le contrôle des systèmes de puissance afin de l'appliquer sur le moteur asynchrone pour des applications d'entraînement à vitesse variable.

4.2 Méthodes de contrôle prédictif

Le contrôle prédictif couvre un très large éventail de contrôleurs qu'on retrouve dans les récentes applications des convertisseurs de puissance. Les méthodes de contrôle prédictif sont en général classées comme suit, [45-47] :

- Contrôle aperiodique.
- Contrôle basé sur la bande d'hystérésis.
- Contrôle basé sur la trajectoire.
- Contrôle basé sur le modèle.

La caractéristique principale de contrôle prédictif est l'utilisation d'un modèle du système pour la prédiction du comportement futur des grandeurs réglées. Cette information est utilisée par le contrôleur pour obtenir la commande optimale souhaitée, bien sûr en prenant compte le critère d'optimisation prédéfini auparavant.

Dans la commande basée sur l'hystérésis, le critère d'optimisation consiste en une conservation des variables contrôlées dans une bande d'hystérésis, tandis que dans la commande basée sur la trajectoire, les variables contrôlées sont forcées de suivre une trajectoire prédéfinie. En commande aperiodique, la commande optimale tend l'erreur vers zéro dans chaque intervalle de commutation. Une approche plus souple est utilisée dans le contrôle prédictif basé sur le modèle. Elle est exprimée sous forme d'une fonction de coût à minimiser.

Un des avantages du contrôle prédictif est que les concepts sont très simples et intuitifs, dépendamment du type de contrôle prédictif et particulièrement pour un convertisseur à deux niveaux avec un horizon de prédiction égale à 1. D'autre part, la non-linéarité du système peut être incluse dans le contrôle prédictif basé sur le modèle (MPC), cela nous évite la linéarisation du modèle pour un régime de fonctionnement donné et l'amélioration du fonctionnement du système pour tous les régimes de fonctionnement. Dans ce sens, il est possible d'inclure des restrictions sur certaines variables lors de la conception des contrôleurs prédictifs. Tous ces avantages peuvent être facilement obtenus avec certains schémas du contrôle prédictif comme le MPC, mais difficilement avec d'autres comme le contrôle prédictif basé sur la bande d'hystérésis. Dans ce qui suit, nous allons nous focaliser sur la méthode de contrôle prédictif basé sur le modèle (MPC).

4.3 Principes de base du contrôle prédictif basé sur le modèle

Parmi les techniques de contrôle de pointe, c'est-à-dire, plus avancée que la commande classique PI et PID, le MPC est celui qui a été utilisé avec succès dans des applications industrielles [48-51]. Bien que les idées du MPC ont été développées dans les années 1960, comme des applications de contrôle optimal dans le domaine des théories de contrôle, l'intérêt industriel de ces idées a commencé vers la fin des années 1970 [46]. Dès lors, le MPC a été appliqué avec succès dans l'industrie de procédés chimiques par exemple, où les constantes de temps sont assez longues pour effectuer tous les calculs nécessaires. Les premières applications de MPC ont été dans le domaine de l'électronique de puissance et d'entraînements des systèmes électriques avec des fréquences de commutation relativement

basses. Dans ces situations, il n'était pas possible d'appliquer de hautes fréquences de commutation à cause du temps de calcul nécessaire pour l'algorithme de commande. Cependant, avec l'essor incroyable de la technologie des semi-conducteurs et des micro-processeurs, l'intérêt pour les applications du contrôle MPC a considérablement explosé aux cours des dernières décennies.

Le MPC comporte une grande famille de régulateurs [51], et l'élément commun entre tous ces contrôleurs c'est qu'ils utilisent le modèle du système à réguler, pour la prédiction du comportement futur des grandeurs réglées sur un horizon de prédiction prédéfini et la sélection du contrôle optimal en minimisant la fonction de cout. Le contrôle prédictif basé sur le modèle a plusieurs avantages :

- le concept est très intuitif, facile à comprendre et a mettre en œuvre.
- il peut être appliqué à une large variété de systèmes.
- les systèmes multi-variables peuvent être considérés ainsi que les contraintes extérieures.
- intégration facile de la non-linéarité dans le modèle.
- cette méthode est appropriée pour l'incorporation des modifications et des extensions en fonction des applications particulières.

En résumé, l'idée du MPC se présente comme suit :

- l'utilisation du modèle de système pour la prédiction du comportement futur des grandeurs réglées sur un horizon de prédiction prédéfini.

- une fonction de coût qui représente le comportement souhaité du système.
- le contrôle optimal est obtenu en minimisant la fonction de cout.

Le modèle discret utilisé pour la prédiction, peut être exprimé comme un modèle d'espace d'état :

$$\begin{cases} X(k+1) = A X(k) + B u(k) \\ Y(k) = C X(k) + D u(k) \end{cases} \quad (4.1)$$

Et la fonction de coût qui représente le comportement souhaité du système contrôlé sera définie en considérant les variables de références, les futurs états des variables régulées et leurs futures valeurs optimales. De manière générale, la fonction de cout, pour N horizons de prédiction, se présente sous la forme suivante:

$$F = f(X(k), u(k), \dots, u(k+N)) \quad (4.2)$$

La minimisation de cette fonction nous permet de sélectionner le contrôle optimal qu'il faut appliquer par le contrôleur prédictif. Donc, le contrôleur n'applique que l'élément optimal de contrôle où la fonction de coût est minimisée sur une période d'échantillonnage.

Le principe de fonctionnement de contrôle MPC est résumé dans la figure 4.1. Les valeurs futures des états du système sont prédites jusqu'à un horizon prédéfini dans le temps $k+N$, en utilisant le modèle du système et les informations disponibles (mesures) jusqu'à l'instant k . La séquence de résolution optimale est obtenue en minimisant la fonction de coût et le premier élément optimal de cette séquence est appliqué. Ce processus

est répété pour chaque pas d'échantillonnage en tenant compte les nouvelles données mesurées.

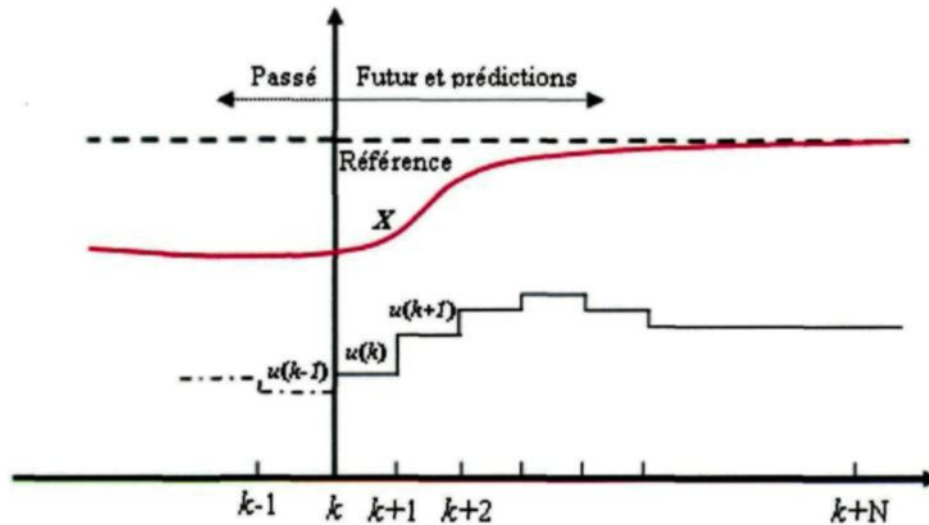


Figure 4.1: Principe de fonctionnement d'un MPC.

4.4 Contrôle prédictif basé sur le modèle pour les systèmes de puissance

Bien que la théorie de contrôle prédictif fût développée dans les années 1970, son utilisation dans les applications des systèmes de puissance est plus récente en raison des constantes de temps rapides qui sont nécessaires dans ces systèmes. Mais les microprocesseurs plus performants sur le marché cette dernière décennie ont favorisé des créneaux recherche vers de nouveaux systèmes de contrôle, comme le MPC, autant pour les systèmes de puissance et l'entraînement électrique.

Au début, la difficulté de la mise en œuvre du MPC dans un système réel, en tenant compte du petit temps disponible pour les calculs à cause de l'échantillonnage rapide, a donné naissance d'une stratégie appelée MPC hors ligne. Le problème d'optimisation du

MPC est résolu hors ligne en tenant compte du modèle du système, les contraintes et les objectifs à atteindre. Les résultats d'optimisation sont sauvegardés dans une table de consultation contenant la solution optimale en fonction de l'état du système. Le MPC hors ligne a été appliqué pour le contrôle de convertisseurs de puissance continu-continu, les onduleurs triphasés et pour la commande de moteurs électriques [45, 46, 51].

Cette technique d'optimisation hors ligne permet l'approximation de convertisseur de puissance et le système à contrôler comme un système linéaire. En effet cette approximation simplifie l'optimisation et permet le calcul d'une loi expresse, en évitant la nécessité d'une optimisation en ligne. Toutefois, cette simplification ne tient pas compte de la nature discrète des convertisseurs de puissance. En incluant la nature discrète des convertisseurs de puissance, il est possible de simplifier le problème d'optimisation, ce qui permet sa mise en œuvre en ligne compte tenu du nombre fini d'états de commutation et des microprocesseurs disponibles aujourd'hui. Depuis peu de temps, le calcul d'une solution optimisée en ligne pour chaque état de commutation est une possibilité réalisable. Cette considération permet plus de flexibilité et de simplicité dans les systèmes de contrôle prédictif, comme cela sera expliqué dans la suite de ce chapitre.

4.4.1 Conception du contrôle prédictif

Dans la phase de conception du MPC pour le contrôle des convertisseurs de puissance, les étapes suivantes sont indispensables :

- la modélisation du convertisseur de puissance et l'identification de tous les états de commutation possibles et leur relation avec les tensions ou les courants d'entrée ou de sortie.
- la définition d'une fonction de coût qui représente le comportement souhaité du système.
- le développement du modèle discret qui permet de prédire le comportement futur des variables à contrôler.

Lors de la modélisation du convertisseur, l'élément de base est l'interrupteur d'alimentation. Il peut être un transistor IGBT, un thyristor, un GTO ...etc. La modélisation la plus simple considère le convertisseur comme un commutateur avec seulement deux états de commutation : *fermé* et *ouvert*. En règle générale, le nombre d'états de commutation possibles n est :

$$n = x^y \quad (4.3)$$

où x est le nombre d'états possibles de chaque bras du convertisseur et y est le nombre de phases du convertisseur.

Chaque application impose plusieurs exigences en matière de contrôle sur les systèmes tels que le contrôle du courant, le contrôle de puissance, le contrôle du couple ... etc. Ces exigences peuvent être exprimées comme une fonction de coût à minimiser. La fonction de coût la plus fondamentale à définir est celle qui évalue l'erreur entre la référence et la variable prédite, comme on le verra dans le chapitre 5.

Pour obtenir un modèle à temps discret, il est nécessaire d'utiliser des méthodes de discrétisation. Afin d'approximer les dérivées, on utilise la méthode d'Euler, dont la dérivée d'une variable x peut être exprimée par :

$$\frac{dx}{dt} = \frac{x(k+1) - x(k)}{T_s} \quad (4.4)$$

où T_s est la période d'échantillonnage.

4.4.2 Implémentation de contrôle prédictif

À la mise en route du contrôle prédictif, on doit tenir compte des tâches suivantes :

- prédire le comportement futur des variables contrôlées pour tous les états de commutation.
- évaluer la fonction de coût pour chaque prédiction.
- sélectionner l'état de commutation qui minimise le coût de la fonction.

Pour sélectionner l'état de commutation minimisant la fonction de coût, tous les états possibles sont évalués et l'état optimal sera stocké pour être appliqué par la suite. Le volume de calcul est directement lié au nombre d'états de commutation possibles. Dans le cas de trois phases et un onduleur à deux niveaux (ce qui est le cas pour notre étude), le calcul des prédictions correspondant aux huit états de commutation possibles ne cause pas de problème, mais dans le cas d'un système multi-phases et onduleur multi-niveaux, une méthode d'optimisation différente doit être envisagée afin de réduire le volume de calcul.

4.4.3 Schéma de principe de contrôle prédictif

Un schéma général de MPC dédié au contrôle des systèmes de puissance et entraînements électriques est présenté à la figure 4.2.

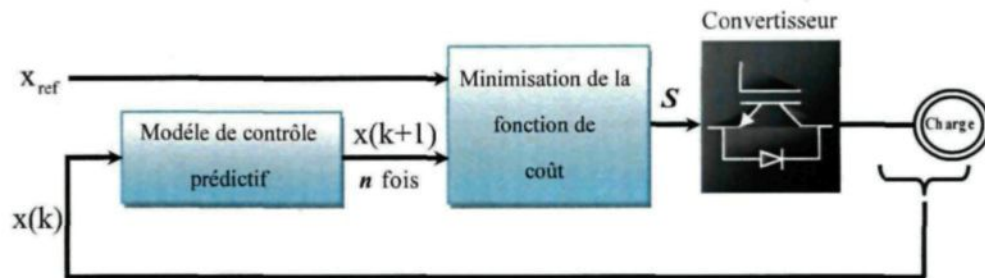


Figure 4.2: Schéma de principe de contrôle prédictif.

Le convertisseur de puissance peut avoir n'importe quelle topologie et nombre de phases, tandis que la charge représentée sur la figure peut être une machine électrique, un réseau ou de toute autre charge active ou passive. Dans ce schéma les variables mesurées $x(k)$ sont utilisées dans le modèle pour calculer les prédictions $x(k+1)$ des variables commandées pour chacune des itérations possibles (n), c'est-à-dire l'état de commutation, les tensions et les courants. Ces prédictions sont évaluées en utilisant une fonction de coût qui tient compte des valeurs de référence $x_{ref}(k)$ et aussi les restrictions imposées par le type du contrôle appliqué. Ainsi, l'état optimal de commutation S est sélectionné et appliquée au convertisseur de puissance.

4.5 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté un aperçu des différentes méthodes de commande prédictive. Nous avons également exposé le principe de base de contrôle prédictif basé sur le modèle du système contrôlé et son application pour le contrôle des systèmes de puissance et l'entraînement électrique. Un schéma général a été introduit et il sera développé avec plus de détails dans le prochain chapitre.

CHAPITRE 5

CDC PRÉDICTIF D'UN MOTEUR ASYNCHRONE TRIPHASÉ

CHAPITRE 5

CDC PRÉDICTIF D'UN MOTEUR ASYNCHRON TRIPHASÉ

5.1 Introduction

Aux cours des dernières décennies, le contrôle et l'entraînement des systèmes électriques ont été largement étudiés. Les méthodes linéaires comme les contrôleurs PI et les méthodes non linéaires telles que le contrôle par hystérésis ont été pleinement étudiées dans la littérature et elles ont dominé les applications industrielles à haute performance [3, 8]. La stratégie linéaire la plus largement utilisée dans les entraînements électriques de haute performance est la commande par orientation de flux (FOC) [3, 52, 53, 54, 55], dans laquelle un découplage entre la commande de couple et de flux est effectué en considérant un repère de référence lié au champ tournant. Une autre stratégie non linéaire basée sur les contrôleurs par hystérésis comme le contrôle direct de couple (CDC) [12], semble être une solution pour les applications de haute performance.

À la fin des années 1970, la commande prédictive (MPC en anglais) a été développée dans l'industrie pétrochimique [48-50]. Le terme MPC n'implique pas une stratégie de contrôle spécifique, mais couvre une vaste variété de techniques de contrôle qui rendent explicite l'utilisation du modèle mathématique d'un processus, et de la minimisation d'une fonction objective afin d'obtenir les signaux d'un contrôle optimal [51]. Par exemple, la dynamique lente des procédés chimiques permettait des périodes d'échantillonnage longues, offrant ainsi assez de temps pour résoudre le problème d'optimisation en ligne.

En raison du développement rapide des microprocesseurs, l'idée d'avoir seulement un contrôleur centralisé, sans une structure de régulation en cascade, a été envisagée pour améliorer le comportement dynamique. En outre, le nombre croissant des applications d'entraînement, caractérisées par une réponse dynamique rapide, la variation des paramètres et la simplicité des algorithmes, a motivé le développement de nouvelles stratégies de contrôle pouvant améliorer les performances. Les premières idées de la commande prédictive appliquées aux convertisseurs de puissance et aux systèmes d'entraînement électriques sont apparues vers les années 1980 [45, 46].

Le principe de la commande prédictive est fondé sur le calcul du futur comportement du système en se basant sur le modèle dynamique du processus à l'intérieur du contrôleur en temps réel, afin de pouvoir utiliser cette information pour calculer les valeurs optimales des paramètres de réglage. L'exécution de l'algorithme prédictif peut être effectuée en trois étapes principales:

- l'estimation des variables non mesurables.
- la prédiction du comportement futur du système.
- l'optimisation des sorties de commande, selon une fonction de coût déjà définie auparavant.

Pour les applications d'entraînement des moteurs électriques, les variables mesurées i_s , ω_r et le modèle mathématique de la machine sont utilisés pour estimer les variables non mesurables comme les flux rotorique Φ_r et statorique Φ_s . Puis le même modèle est utilisé pour prédire les valeurs futures des variables de la commande. Enfin, un vecteur de tension

optimal sera sélectionné et appliqué comme état de commutation pour la prochaine période d'échantillonnage selon la loi d'optimisation et le type de convertisseur alimentant la machine, qui sont définis auparavant. Le modèle de la machine est la partie la plus importante du dispositif de commande, puisque les blocs d'estimation et de prédiction en dépendent.

La commande prédictive présente de nombreux avantages qui font d'elle une véritable option si de hautes performances dynamiques dans les systèmes d'entraînements électriques sont exigées. Son principe est facile à comprendre et à mettre en œuvre, les contraintes et les non-linéarités des systèmes à contrôler peuvent être incluses dans la commande et le cas des systèmes multivariables peut être pris en considération. Par contre, ce type de contrôle nécessite beaucoup de calcul par rapport aux contrôles traditionnels. Fort heureusement, les processeurs actuels sont suffisamment performants pour rendre cette approche réalisable. La différence entre la commande prédictive et les lois de commande classiques réside principalement dans le calcul du futur comportement du système. Par la suite, ce calcul est utilisé dans l'algorithme de contrôle avant que la différence entre les valeurs de référence et les valeurs mesurées soit faite, contrairement à la régulation en boucle fermée avec (PI, par exemple), qui corrige la différence dans le moment présent.

Ce chapitre présente une approche sur l'application de la commande prédictive pour une machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur de tension. Cette approche est appelée commande prédictive directe de couple (CDCP), elle est basée sur le modèle de la machine et une fonction de coût appropriée afin de contrôler directement le couple et le

flux statorique de la machine [47, 54]. Pour illustrer la flexibilité de cette approche prédictive, la commande CDCP est présentée pour un onduleur triphasé simple à deux niveaux.

5.2 Principe de la CDCP

Pour une machine asynchrone, on peut démontrer que le flux statorique Φ_s et le couple électromagnétique T_{em} peuvent être modifiés en sélectionnant une des huit séquences possibles que le vecteur de tension V_s pourrait prendre; ceci modifie l'amplitude du flux statorique et aussi l'angle entre le flux rotorique et statorique, comme nous l'avons expliqué dans la section de la commande CDC au deuxième chapitre. Ce principe correspond aux méthodes classiques du contrôle direct de couple d'une machine à induction.

Le même principe est utilisé pour la commande prédictive directe de couple (CDCP) présentée dans ce chapitre, mais avec cette stratégie les prédictions des valeurs futures de flux statorique et de couple électromagnétique sont prises en considération. Par conséquent, la table de commutation, les contrôleurs à bande d'hystérésis et l'information sur la position de flux statorique utilisés dans la commande CDC classique, sont remplacés par une fonction de coût fonctionnant selon le comportement futur des variables commandées (flux et couple). Les prédictions sont calculées pour les huit cas possibles du vecteur de tension V_s et la fonction de coût sélectionne le vecteur de tension qui produit le meilleur contrôle de flux statorique et de couple électromagnétique. La commande prédictive directe du couple d'une machine asynchrone triphasée peut être schématisée par la figure suivante :

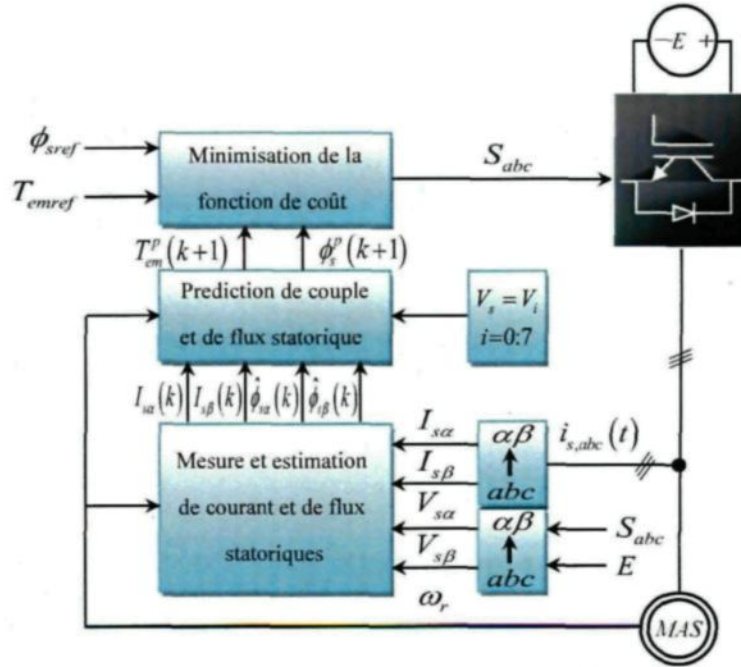


Figure 5.1: Schéma de principe d'une CDCP appliquée à la machine asynchrone.

Le bloc concernant la mesure et l'estimation est utilisé pour mesurer et calculer les valeurs actuelles (à l'instant k) des variables mesurables et non mesurables, comme le courant statorique et le flux statorique. Ensuite, le modèle de prédiction calcule les valeurs futures des variables commandées à l'instant $k+1$; dans ce cas, il s'agit de flux statorique $\phi_s(k+1)$ et le couple électromagnétique $T_{em}(k+1)$. Ces prédictions sont calculées pour tous les états de commutation possibles selon la topologie de l'onduleur de tension alimentant la machine asynchrone. Pour notre application un onduleur à deux niveaux est considéré; huit états de commutation différents et sept vecteurs de tension peuvent être générés. Enfin, le bloc de minimisation choisit l'état de commutation optimale qui minimise la fonction de coût correspondante. Cette fonction contient la loi de commande permettant une régulation appropriée du couple électromagnétique et du flux statorique.

5.2.1 Estimation et prédiction des variables de la commande

Dans la commande CDCP, l'estimation de flux de stator $\widehat{\Phi}_s(k)$ est requise à chaque instant d'échantillonnage. Cette estimation est basée sur l'équation de la tension statorique de la machine asynchrone dans un repère fixe lié au stator. En utilisant la formule d'Euler pour discrétiser l'équation (1.24) du modèle de la machine asynchrone dans un repère α - β , l'estimation du flux statorique est obtenue:

$$\left\{ \begin{array}{l} \widehat{\Phi}_{s\alpha}(k) = \widehat{\Phi}_{s\alpha}(k-1) + T_s V_{s\alpha}(k) - R_s i_{s\alpha}(k) \\ \widehat{\Phi}_{s\beta}(k) = \widehat{\Phi}_{s\beta}(k-1) + T_s V_{s\beta}(k) - R_s i_{s\beta}(k) \\ \text{et} \\ \widehat{\Phi}_s(k) = \sqrt{\widehat{\Phi}_{s\alpha}(k)^2 + \widehat{\Phi}_{s\beta}(k)^2} \end{array} \right. \quad (5.1)$$

Après avoir obtenu l'estimation du flux statorique, il est nécessaire de calculer la prédiction des variables commandées. Dans le cas de la commande CDCP, le couple électromagnétique T_{em} et le flux statorique Φ_s sont prédits à l'instant d'échantillonnage suivant $k+1$.

Pour la prédiction du flux statorique $\Phi_s^p(k+1)$, la même équation de la tension statorique utilisée pour son estimation est considérée. En fournissant une approximation de la dérivée de flux statorique, la prédiction du flux statorique est :

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_{s\alpha}^p(k+1)_i = \widehat{\Phi}_{s\alpha}(k) + T_s V_{s\alpha}(k)_i - R_s i_{s\alpha}(k) \\ \Phi_{s\beta}^p(k+1)_i = \widehat{\Phi}_{s\beta}(k) + T_s V_{s\beta}(k)_i - R_s i_{s\beta}(k) \\ \text{et} \\ \Phi_s^p(k+1)_i = \sqrt{\Phi_{s\alpha}^p(k+1)_i^2 + \Phi_{s\beta}^p(k+1)_i^2} \\ i \in [0,1,\dots,6] \end{array} \right. \quad (5.2)$$

D'après l'expression du couple électromagnétique (équation (1.12)), la prédiction du couple dépend directement du flux et du courant statorique :

$$T_{em} = \frac{3}{2} p \Im [\vec{\phi}_s \times \vec{i}_s] \quad (5.3)$$

Comme nous l'observons dans l'équation ci-dessus, la prédiction des courants statoriques $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$ est indispensable pour prédire le couple électromagnétique. À partir de l'équation (1.24) du modèle de la machine asynchrone dans un repère $\alpha\beta$, nous discrétisons les deux composantes de courant statorique i_s , et en remplaçant les dérivées par l'approximation d'Euler, il est possible d'obtenir la prédiction des courants statoriques $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$ à l'instant d'échantillonnage $k+1$:

$$\begin{cases} i_{s\alpha}^p(k+1)_i = \left\{ 1 - \frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{\tau_s} + \frac{1}{\tau_r} \right) \right\} T_s i_{s\alpha}(k) + T_s \omega_r i_{s\beta}(k) \\ \quad + \frac{T_s \hat{\phi}_{s\alpha}(k)}{\sigma L_s \tau_r} + \frac{T_s \omega_r \hat{\phi}_{s\beta}(k)}{\sigma L_s} + \frac{T_s V_{s\alpha}(k)_i}{\sigma L_s} \\ i_{s\beta}^p(k+1)_i = -T_s \omega_r i_{s\alpha}(k) - T_s \left\{ 1 - \frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{\tau_s} + \frac{1}{\tau_r} \right) \right\} i_{s\beta}(k) \\ \quad - \frac{T_s \omega_r \hat{\phi}_{s\alpha}(k)}{\sigma L_s} + \frac{T_s \hat{\phi}_{s\beta}(k)}{\sigma L_s \tau_r} + \frac{T_s V_{s\beta}(k)_i}{\sigma L_s} \end{cases} \quad (5.4)$$

et

$$i_s^p(k+1)_i = \sqrt{i_{s\alpha}^p(k+1)_i^2 + i_{s\beta}^p(k+1)_i^2}$$

$i \in [0, 1, \dots, 6]$

Ainsi, en utilisant les valeurs prédites du flux statorique et du courant statorique, la prédiction du couple obtenue est :

$$T_{em}^p(k+1)_i = \frac{3}{2} p \left(\phi_{s\alpha}^p(k+1)_i i_{s\beta}^p(k+1)_i - \phi_{s\beta}^p(k+1)_i i_{s\alpha}^p(k+1)_i \right) \quad (5.5)$$

$i \in [0, 1, \dots, 6]$

Une fois que les prédictions de flux statorique et du courant statorique ont été obtenues, il est possible de calculer la prédiction du couple électromagnétique. Les deux prédictions du couple et du flux statorique sont écrites en fonction de la tension de l'onduleur $V_s(k)$. Cela suppose que sept différentes prédictions de couple et du flux statorique $\{T_{em}^p(k+1), \phi_s^p(k+1)\}_i$ et $i \in [0,1, \dots, 6]$ sont obtenues en fonction du nombre de vecteurs de tension générés pour un onduleur triphasé à deux niveaux. Finalement, la sélection de l'état de commutation de l'onduleur de tension est effectuée au moyen d'une fonction de coût qui contiendrait la loi de commande.

5.2.2 Fonction de coût et effet du temps de retard dû au calcul

Fondamentalement, la fonction de coût correspond à une comparaison entre les références des deux variables contrôlées (couple électromagnétique et flux statorique) à leurs valeurs prédictives. Cette fonction de coût sera évaluée pour chaque prédiction et celle qui produit la valeur la plus faible détermine l'état de commutation S_{abc} de l'onduleur de tension alimentant la machine asynchrone (en d'autres termes, le vecteur de tension V_s appliqué au stator de la machine). Ainsi les impulsions contrôlant l'onduleur sont générées.

Dans les systèmes de contrôle direct, plusieurs structures pour les fonctions de coût sont proposées dans la littérature [15]. Une variante de ces structures de fonctions de coût introduit les références respectives des deux variables contrôlées avec leurs amplitudes différentes. Comme c'est le cas de notre étude avec la commande (CDCP), nous avons donc considéré la fonction de coût suivante :

$$\begin{cases} F_i = |T_{emref} - T_{em}^p(k+1)_i| + A|\phi_{sref} - \phi_s^p(k+1)_i| \\ \text{et } i \in [0, 1, \dots, 6] \end{cases} \quad (5.6)$$

où A représente le coefficient d'ajustement, qui gère la différence entre les valeurs de référence des variables commandées et leurs valeurs prédites. La figure ci-dessous présente un organigramme de l'algorithme d'une commande CDCP.

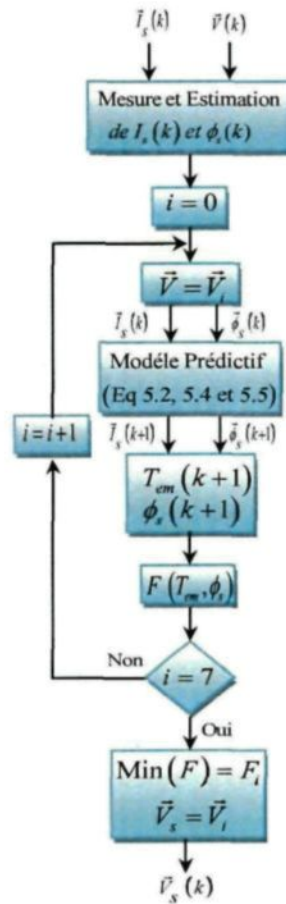


Figure 5.2: Organigramme de la commande prédictive directe de couple sans compensation de temps de retard.

Si, par exemple, la même importance d'erreur de contrôle est souhaitée pour les deux variables de contrôle, ce coefficient pourrait correspondre au rapport entre les valeurs nominales de couple électromagnétique et du flux statorique, et dans ce cas il s'écrit :

$$A = \left| \frac{T_{nom}}{\phi_{snom}} \right| \quad (5.7)$$

Le facteur A, est le seul paramètre à régler dans la commande CDCP. Cependant, ce coefficient peut être également ajusté de façon à modifier l'importance de l'erreur de chaque variable contrôlée selon les performances à atteindre pour les deux variables.

Dans la stratégie de commande prédictive présentée ci-haut, la fonction de coût est basée sur la minimisation des erreurs futures entre les variables contrôlées et leurs références, c'est-à-dire l'erreur entre les valeurs prédites de couple électromagnétique (T_{em}), flux statorique (ϕ_s) et leurs références (T_{emref} et ϕ_{sref}) à chaque future période d'échantillonnage. Cela signifie que les futures références doivent être connues.

Généralement, les références futures ne sont pas connues, donc elles doivent être estimées. Une approche simple basée sur le fait que la fréquence d'échantillonnage est beaucoup plus élevée que la fréquence des signaux de référence, nous a permis de considérer pour notre étude que les valeurs des futures références sont approximativement égales aux présentes valeurs de référence.

Le fonctionnement de la commande prédictive exposée dans ce chapitre peut être résumé par les cinq étapes suivantes :

- 1) les mesures des courants statoriques et la vitesse rotorique (les tensions statoriques sont reconstruites à partir de l'état de commutation de l'onduleur S_{abc} et la valeur de la tension continue E).
- 2) ces mesures sont utilisées pour la prédiction du couple électromagnétique et du flux statorique pour l'ensemble des sept différents vecteurs de tension possibles pour un onduleur à deux niveaux (voir modèle prédictif de la commande ci-haut).
- 3) les sept prédictions sont évaluées en utilisant la fonction de coût (minimisation).
- 4) la sélection du vecteur de tension optimal $V_s(k)$ minimisant la fonction de coût.
- 5) l'application du nouveau vecteur de tension sélectionné aux bornes de la machine.

Ces étapes sont répétées à chaque période d'échantillonnage T_s , bien sûr en tenant compte des nouvelles mesures des variables contrôlées et de leurs références.

Les courants statoriques sont mesurés à l'instant k et l'état de commutation optimal est calculé instantanément par la minimisation de l'erreur à l'instant $k+1$, en choisissant un vecteur de tension optimal $V_s(k)$ à être appliqué à l'instant k . Cependant, les courants statoriques atteignent leurs valeurs prédites à l'instant $k+1$ diminuant ainsi la précision de la prédiction et augmentant les bruits de mesures.

De cette manière, il y aura un décalage ou une incohérence temporelle entre les courants échantillonnés et la tension appliquée, en fonction de la fréquence d'échantillonnage et de la vitesse du microprocesseur utilisé pour le contrôle; le temps entre la mesure des courants de stator et l'application du nouvel état de commutation peut être considérable.

Si le temps de calcul est important par rapport à la période d'échantillonnage, il y aura un retard entre l'instant où les courants sont mesurés et l'instant d'application du nouvel état de commutation. Durant l'intervalle entre ces deux instants, l'état de commutation précédent continuera à être appliqué. Comme on peut le remarquer dans la figure 5.2, le vecteur de tension sélectionné en utilisant la mesure des courants à l'instant k continuera d'être appliqué après l'instant $k+1$, et cela peut provoquer l'éloignement des variables contrôlées par rapport à leurs références. Le même fonctionnement se répète entre l'instant d'échantillonnage $k+1$ et $k+2$, et ceci va se répéter à chaque intervalle d'échantillonnage (entre deux instants d'échantillonnage successifs) tout au long du temps d'échantillonnage possible. Comme conséquence de ce retard, il y a des oscillations du courant statorique. Comme les variables contrôlées (couple et flux statorique) dépendent du courant statorique, des oscillations de couple et du flux autour de leurs références sont possibles, ce qui fait augmenter le taux d'ondulation de ces deux variables (effet non désirable dans le contrôle de la machine asynchrone).

5.2.3 Algorithme de commande et compensation du temps de retard dû au calcul

Il est possible de prendre en compte le retard dû au temps de calcul, par une prédiction en deux étapes. Dans ce sens, le courant statorique et le flux statorique à l'instant d'échantillonnage $k+1$, sont estimés à l'aide d'un filtre de Kalman de quatrième ordre présenté au chapitre précédent, à savoir, comme entrée au filtre, le vecteur de tension appliqué aux bornes de la machine et le courant statorique mesuré à l'instant d'échantillonnage k , gardant ainsi la cohérence temporelle des courants échantillonnés et la

tension appliquée au début de l'intervalle d'échantillonnage. Les valeurs estimées du courant statorique et du flux statorique à l'instant $k+1$ sont utilisées pour prédire le module couple électromagnétique et le flux statorique à l'instant $k+2$, générant ainsi le vecteur de la tension statorique optimal $V_s(k+1)$ à l'instant $k+1$. Ce vecteur de tension optimal est appliqué aux bornes de la machine au début de la prochaine période d'échantillonnage, c'est-à-dire après que le courant statorique soit mesuré à l'instant $k+1$, ce qui annule la temporisation et améliore la performance des valeurs prédites.

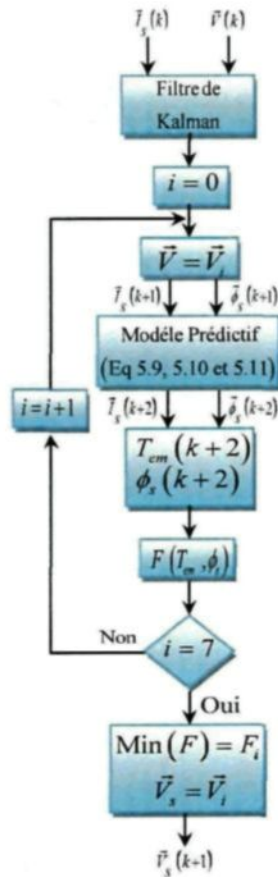


Figure 5.3: Organigramme de la commande prédictive directe de couple avec compensation du temps de retard.

Le graphe de la figure 5.3 démontre l'algorithme de contrôle prédictif avec compensation du temps de retard dû au calcul. Les entrées de l'algorithme sont le courant statorique mesuré, le vecteur de tension sélectionné vecteur $V_s(k)$ et la vitesse de rotation ω_r , qui sont tous obtenus à l'instant d'échantillonnage précédent.

Comparé à l'algorithme de contrôle prédictif sans compensation du temps de retard illustré à la figure 5.2, l'application du nouveau vecteur optimal de la tension V_s est placée au début de l'algorithme après la mesure des variables, tandis que l'estimation de courant et de flux statoriques à l'instant $k+1$ est réalisée avec le filtre Kalman. À noter que l'estimation de courant et de flux augmente le temps de calcul, mais de façon non considérable, car ils sont calculés une seule fois par période d'échantillonnage.

Dans le fonctionnement de l'algorithme de la commande prédictive de couple avec compensation du temps de retard, le courant statorique mesuré et le nouveau vecteur optimal de la tension à l'instant d'échantillonnage k sont utilisés pour estimer les valeurs de courant et de flux statoriques à l'instant $k+1$ par le filtre de Kalman. Ensuite, ces valeurs estimées sont utilisées comme un point de départ pour la prédiction des variables de contrôle (couple et flux) à l'instant $k+2$, ainsi un vecteur de tension optimal $V_s(k+1)$ est sélectionné parmi les huit vecteurs possibles, à la suite de la minimisation de la fonction de coût.

De cette façon, la fonction de coût doit évaluer les prédictions calculées à l'instant $k+2$, et elle est redéfinie comme suit :

$$\begin{cases} F_i = |T_{emref} - T_{em}^p(k+2)_i| + A|\phi_{sref} - \phi_s^p(k+2)_i| \\ \text{et } i \in [0,1,\dots,6] \end{cases} \quad (5.8)$$

Les équations prédictives (5.2), (5.4) et (5.5) utilisées dans la commande CDCP sans compensation du temps de retard deviennent respectivement :

$$\begin{cases} \phi_{s\alpha}^p(k+2)_i = \widehat{\phi}_{s\alpha}(k+1) + T_s V_{s\alpha}(k+1)_i - R_s \hat{i}_{s\alpha}(k+1) \\ \phi_{s\beta}^p(k+2)_i = \widehat{\phi}_{s\beta}(k+1) + T_s V_{s\beta}(k+1)_i - R_s \hat{i}_{s\beta}(k+1) \\ \text{et} \\ \phi_s^p(k+2)_i = \sqrt{\phi_{s\alpha}^p(k+2)_i^2 + \phi_{s\beta}^p(k+2)_i^2} \\ i \in [0,1,\dots,6] \end{cases} \quad (5.9)$$

$$\begin{cases} i_{s\alpha}^p(k+2)_i = \left\{ 1 - \frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{\tau_s} + \frac{1}{\tau_r} \right) \right\} T_s \hat{i}_{s\alpha}(k+1) + T_s \omega_r \hat{i}_{s\beta}(k+1) \\ \quad + \frac{T_s \widehat{\phi}_{s\alpha}(k+1)}{\sigma L_s \tau_r} + \frac{T_s \omega_r \widehat{\phi}_{s\beta}(k+1)}{\sigma L_s} + \frac{T_s V_{s\alpha}(k+1)_i}{\sigma L_s} \\ i_{s\beta}^p(k+2)_i = -T_s \omega_r \hat{i}_{s\alpha}(k+1) - T_s \left\{ 1 - \frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{\tau_s} + \frac{1}{\tau_r} \right) \right\} \hat{i}_{s\beta}(k+1) \\ \quad - \frac{T_s \omega_r \widehat{\phi}_{s\alpha}(k+1)}{\sigma L_s} + \frac{T_s \widehat{\phi}_{s\beta}(k+1)}{\sigma L_s \tau_r} + \frac{T_s V_{s\beta}(k+1)_i}{\sigma L_s} \\ \text{et} \\ i_s^p(k+2)_i = \sqrt{i_{s\alpha}^p(k+2)_i^2 + i_{s\beta}^p(k+2)_i^2} \\ i \in [0,1,\dots,6] \end{cases} \quad (5.10)$$

où $\hat{i}_{s\alpha}(k+1)$, $\hat{i}_{s\beta}(k+1)$, $\widehat{\phi}_{s\alpha}(k+1)$ et $\widehat{\phi}_{s\beta}(k+1)$ sont les valeurs estimées à l'instant $k+1$ des deux composantes α - β de courant et du flux statorique à l'aide de filtre de Kalman. Enfin, le couple électromagnétique prédit à l'instant $k+2$ est :

$$T_{em}^p(k+2)_i = \frac{3}{2} p \left(\phi_{s\alpha}^p(k+2)_i i_{s\beta}^p(k+2)_i - \phi_{s\beta}^p(k+2)_i i_{s\alpha}^p(k+2)_i \right) \quad (5.11)$$

$$i \in [0,1,\dots,6]$$

5.3 Structure globale de la commande directe de couple prédictive en boucle fermée

Le fonctionnement de l'organigramme présenté sur la figure 5.3 peut être résumé par les étapes suivantes :

- 1) mesures des courants statoriques et la vitesse rotorique.
- 2) application du vecteur de tension optimal sélectionné dans l'intervalle d'échantillonnage précédent (les tensions statoriques peuvent être reconstruites à partir de l'état précédent de commutation de l'onduleur S_{abc} et la valeur de la tension continue E).
- 3) estimation des valeurs de courant et du flux statoriques à l'instant $k+1$ à l'aide du filtre de Kalman en tenant compte de l'état commutation appliquée précédemment.
- 4) prédiction des valeurs de couple électromagnétique et du flux statorique; l'instant d'échantillonnage $k+1$ pour tous les états de commutation possibles de l'onduleur.
- 5) évaluation des sept prédictions en utilisant la fonction de coût.
- 6) sélection du vecteur de tension optimal $V_s(k+1)$ minimisant la fonction de coût.

Ces étapes sont répétées à chaque période d'échantillonnage T_s , bien sûr en tenant compte des nouvelles mesures des variables contrôlées et de leurs références.

La figure ci-dessus donne le schéma général de la commande directe de couple prédictive avec compensation du temps de retard d'une machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux.

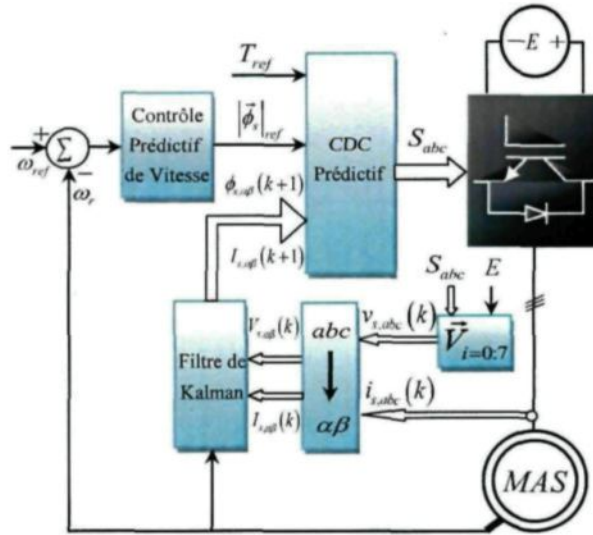


Figure 5.4: Schéma bloc de la commande directe de couple prédictive en boucle fermée.

La régulation de vitesse rotorique ω_r , l'estimation de courant et du flux statoriques à l'instant d'échantillonnage $k+1$ sont réalisées avec les mêmes moyens utilisés dans le schéma de la commande CDC classique en boucle fermée, à savoir le même contrôleur prédictif de vitesse et le même filtre de Kalman de quatrième ordre.

La différence entre les deux schémas réside dans le principe de contrôle direct de couple. Celui-ci (CDCP) utilise un modèle prédictif basé sur le modèle de la machine et une fonction de coût pour générer les séquences de commutation du convertisseur, tandis que l'autre (CDC) classique utilise une table de commutation alimentée à ses entrées par deux contrôleurs à bande d'hystérésis et l'information sur la position de flux statorique, afin de générer les séquences de l'onduleur.

5.4 Conclusion

La commande directe de couple prédictive appliquée à la machine asynchrone triphasée est présentée dans ce chapitre. L'accent a particulièrement été mis sur le modèle prédictif de la commande et la fonction de coût, afin de désigner le meilleur état (S_{abc}) de commutation possible pour l'onduleur de tension alimentant la machine. Un schéma structurel de la commande en boucle fermée a été donné, où on a conservé le même type de régulateur prédictif de vitesse et le même filtre de Kalman utilisés dans la commande directe de couple classique appliquée à la même machine asynchrone triphasée. De cette manière, une comparaison entre les deux commandes (CDC et CDCP) sera présentée dans les deux prochains chapitres, selon les deux points suivants :

- simulation des deux commandes sous l'environnement Matlab/Simulink, afin de pouvoir comparer les performances des deux commandes et d'y interpréter les résultats de simulation obtenus.
- validation des résultats de simulation obtenus sous Matlab/Simulink en implémentant réellement les deux commandes par l'entremise du banc d'essai RT-LAB disponible au laboratoire LICOME de l'Université du Québec à Chicoutimi.

CHAPITRE 6

RÉSULTATS DE SIMULATION SOUS L'ENVIRONNEMENT MATLAB/SIMULINK

CHAPITRE 6

RÉSULTATS DE SIMULATION SOUS L'ENVIRONNEMENT MATLAB/SIMULINK

6.1 Introduction

Ce chapitre sera consacré à la simulation des deux variantes de la commande directe de couple étudiées ci-dessus, à savoir la commande directe de couple (CDC) et la commande directe de couple prédictive (CDCP). Pour les deux variantes de commande, nous avons utilisé un filtre de Kalman de quatrième ordre pour estimer les variables de contrôle et un régulateur de vitesse prédictif associé à un estimateur de perturbation et un bloc antidépassement pour la régulation de la vitesse en boucle fermée, comme le montre le schéma de principe des deux commandes sur les figures 3.1 et 5.4.

Afin de comparer et de tester ces deux approches de la commande directe de couple appliquée sur la machine asynchrone triphasée, des simulations sous l'environnement Matlab/Simulink ont été faites. Le filtre de Kalman utilisé pour l'estimation des variables de contrôle se caractérise par un temps de discrétisation de $T_s = 10 \mu s$, $Q = 10^{-6}$, $R = 10^4$ et les paramètres du contrôleur prédictif non linéaire sont; $T_s = 90 \mu s$, le temps de prédiction $T_r = 4,5 \text{ ms}$ et le paramètre permettant la stabilité de l'observateur est de $P_0 = -0,0008$; de plus, dans la commande CDC les valeurs des bandes d'hystérésis du couple et du flux sont successivement de l'ordre de $0,006 \text{ N.m}$, $0,0006 \text{ Web}$ et dans la commande CDCP le coefficient de réglage A est égal à 40. Les valeurs des paramètres de la machine asynchrone sont disponibles en annexe, ce sont les valeurs représentant le moteur asynchrone

disponible au sein du laboratoire LICOME de l'Université du Québec à Chicoutimi et fournies avec le système de prototypage rapide de la société OPAL-RT Technologies. Finalement, un filtre de deuxième ordre est requis en amont de la vitesse de référence pour réduire les forts courants en régimes transitoires ainsi qu'un limiteur de couple de référence (un bloc de saturation $C_{lim} \approx 2 * T_{ch, nom}$).

6.2 Résultats de simulation

6.2.1 Test de l'observateur de perturbation

Au début, on a appliqué un profil couple de charge variable pour tester la performance de l'estimateur de perturbation comme le montre la figure 6.1.

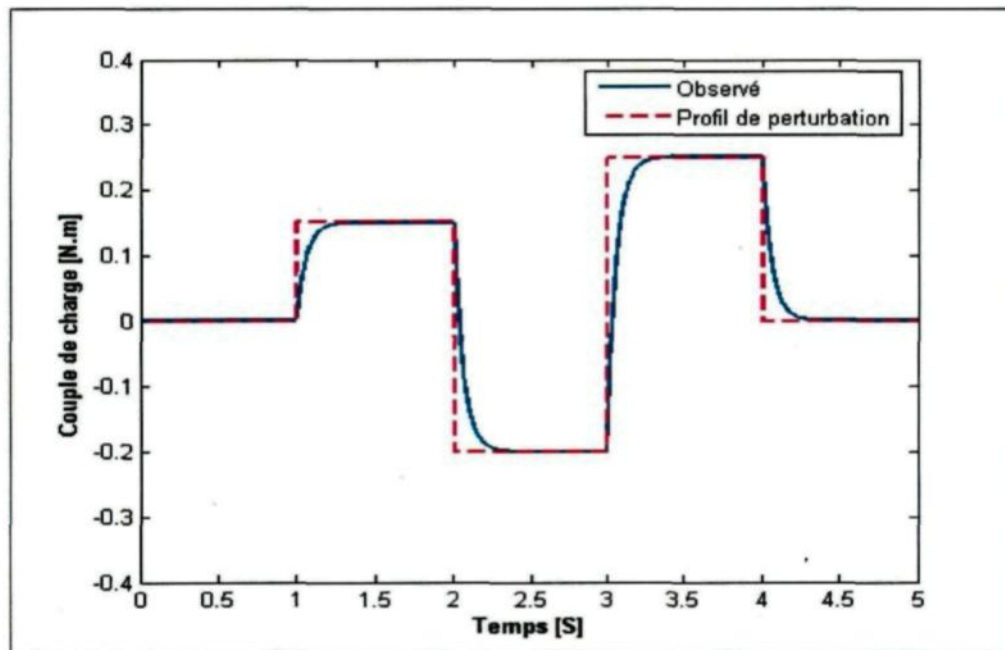


Figure 6.1: Estimation de couple de charge.

On remarque que le couple de charge estimé suit parfaitement le profil de la perturbation appliquée avec une dynamique légèrement lente; ceci est lié au choix du paramètre de stabilité P_θ .

6.2.2 Poursuite de trajectoire et comparaison entre la CDC et la CDCP

Après avoir testé l'observateur de perturbations, nous appliquons le profil de vitesse de référence indiqué sur les figures 6.2, 6.3 et nous simulons les deux variantes de la commande directe de couple (CDC) et (CDCP); les résultats de simulation obtenus sont présentés par les figures suivantes :

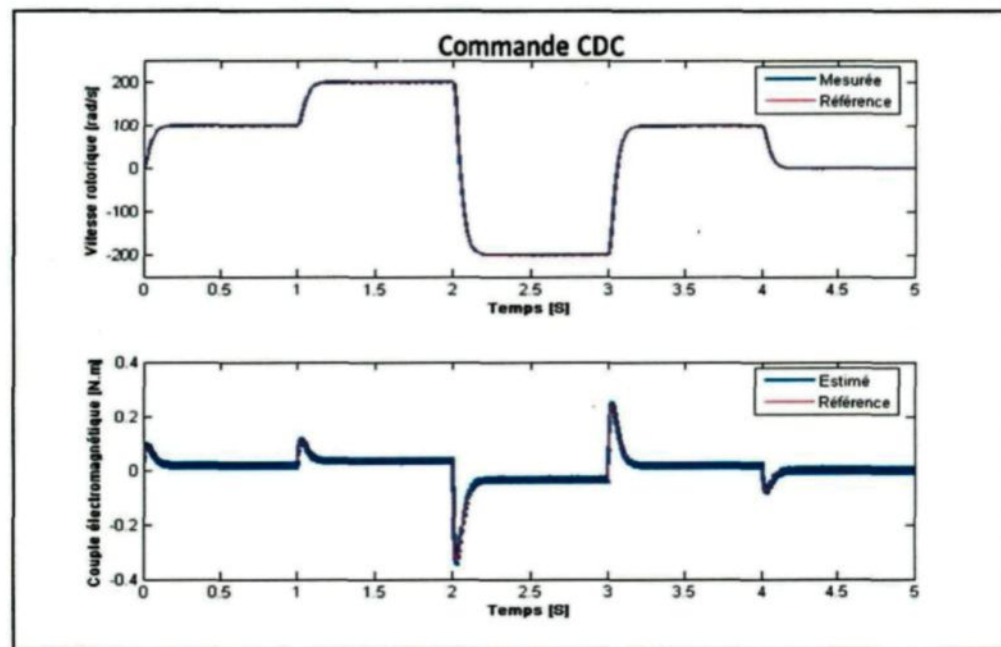


Figure 6.2: Vitesse rotorique et couple électromagnétique du système piloté par la CDC.

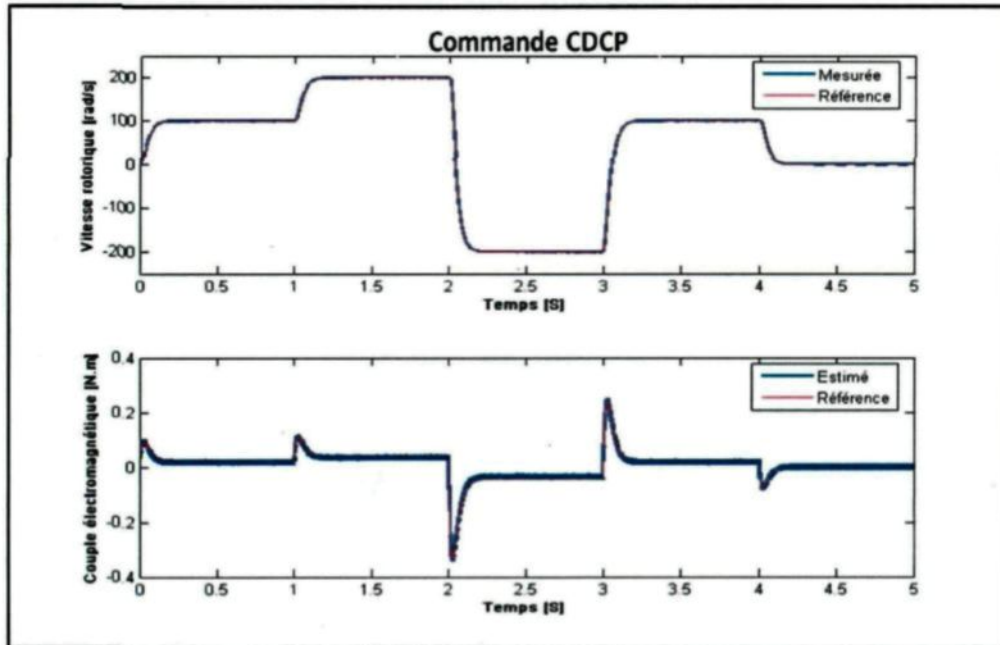


Figure 6.3: Vitesse rotorique et couple électromagnétique du système piloté par la CDCP.

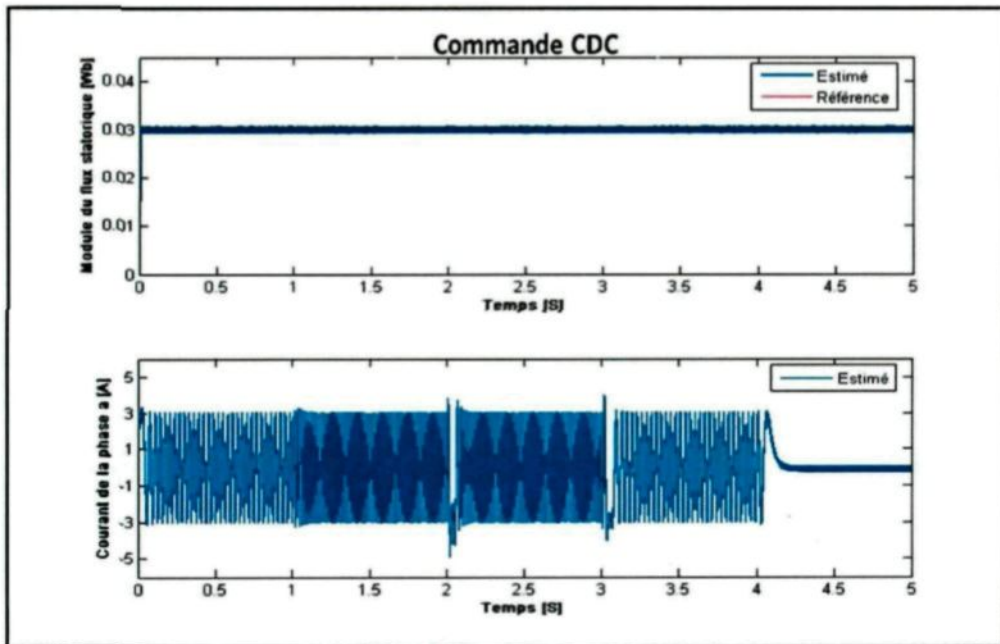


Figure 6.4: Flux statorique et courant de la phase a du système piloté par la CDC.

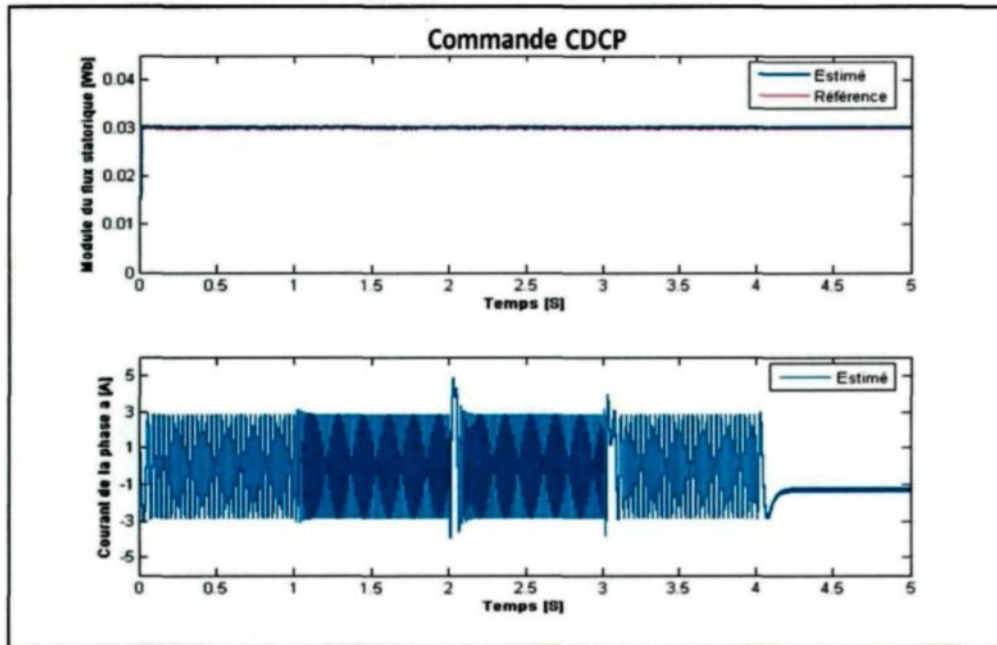


Figure 6.5: Flux statorique et courant de la phase a du système piloté par la CDCP.

Selon les figures présentées ci-dessus, nous constatons rapidement que la commande « CDCP » prédictive est nettement plus performante que la méthode traditionnelle « CDC », on remarque aussi que les variables contrôlées suivent bien leurs références.

D'autre part, l'ondulation de couple électromagnétique est moins importante avec la commande « CDCP » qu'avec la commande « CDC » ; de plus, on voit bien une amélioration appréciable de l'estimation de flux statorique à l'aide de la commande directe de couple prédictive « CDCP ».

6.2.3 Effet de l'observateur de perturbations et de schéma antidépassement

Dans cette section, on teste l'effet de l'intégration d'un observateur de perturbations et un schéma antidépassement dans le régulateur prédictif de vitesse utilisé dans cette étude. Leur rôle est d'améliorer le temps de réponse de la vitesse de rotation, tout en gardant un bon suivi de trajectoire. Les figures 6.6, 6.7 et 6.8 représentent la réponse de la vitesse rotorique du système piloté par une CDCP, ainsi que l'erreur entre la vitesse mesurée et sa référence pour trois manipulations, à savoir :

- 1) la vitesse est régulée sans l'estimateur de perturbations et le schéma antidépassement.
- 2) la vitesse est régulée avec l'estimateur de perturbations et sans le schéma antidépassement.
- 3) la vitesse est régulée avec l'estimateur de perturbations et le schéma antidépassement.

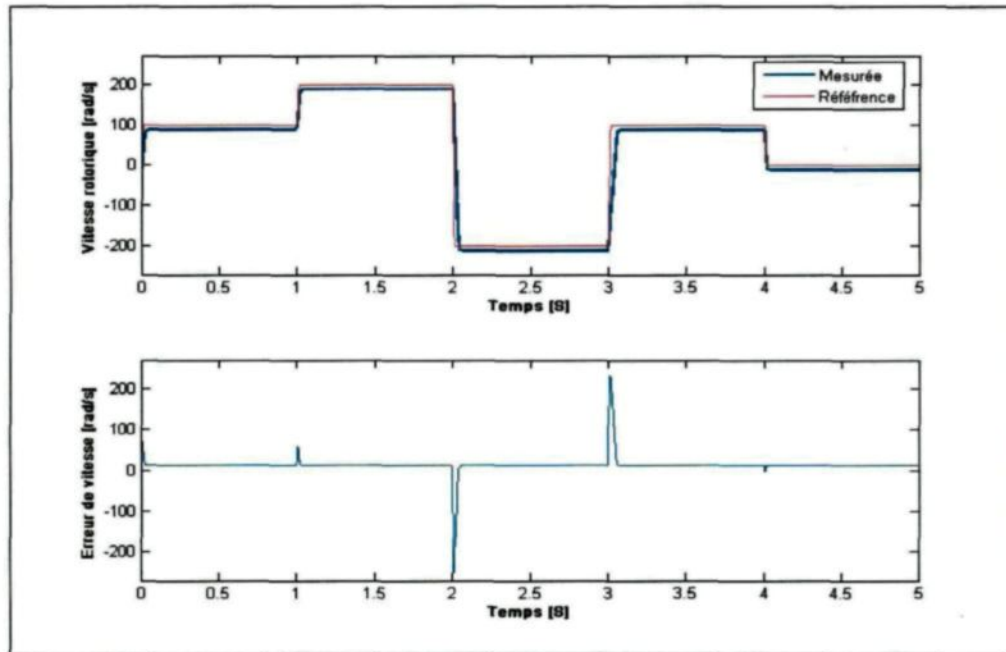


Figure 6.6: Vitesse rotorique et erreur de vitesse du système piloté par CDCP sans l'estimateur de perturbations et le schéma antidépassement.

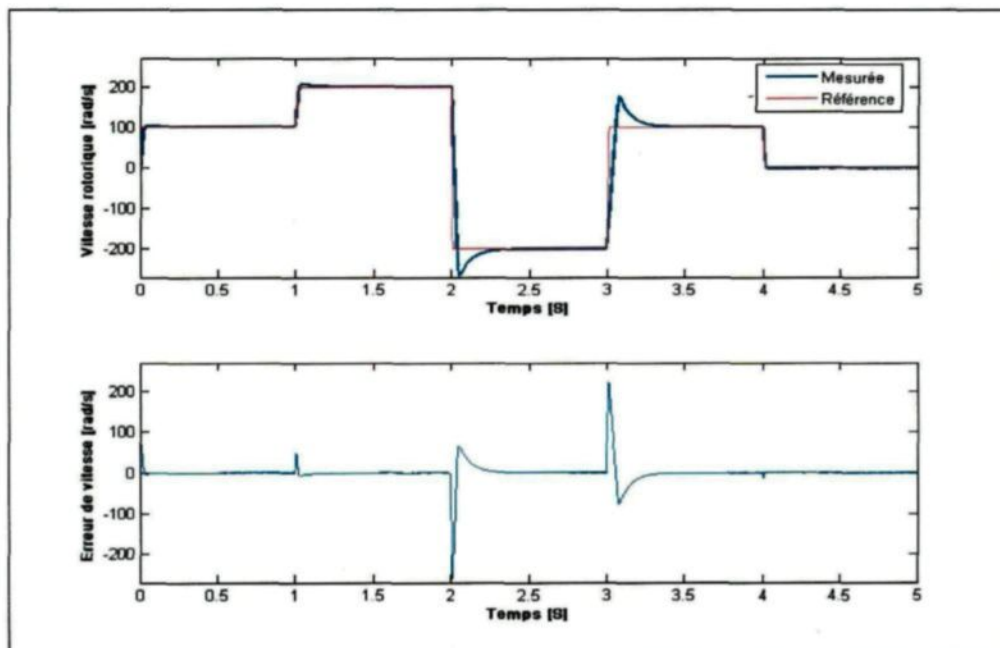


Figure 6.7: Vitesse rotorique et erreur de vitesse du système piloté par CDCP avec l'estimateur de perturbations et sans le schéma antidépassement.

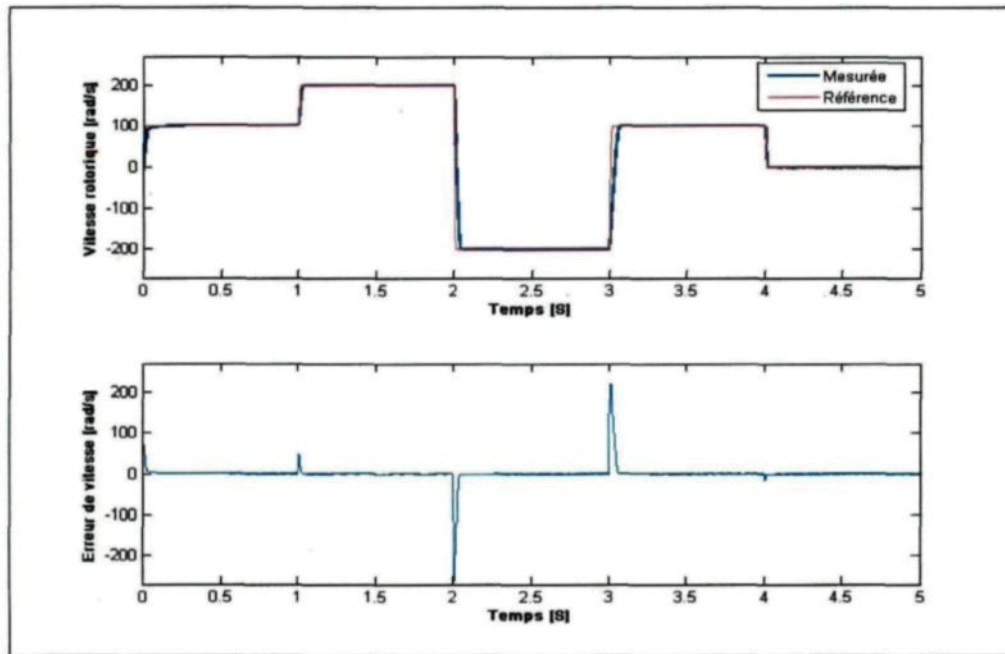


Figure 6.8: Vitesse rotorique et erreur de vitesse du système piloté par CDCP avec l'estimateur de perturbations et le schéma antidépassement.

Dans les figures précédentes, on a appliqué une dynamique plus rapide sur le profil de la vitesse de référence et on a aussi chargé la machine au démarrage. Nous constatons à la figure 6.8 que l'intégration de l'observateur de perturbations et le schéma antidépassement permettent à la vitesse mesurée d'atteindre sa référence en régime permanent, ce qui n'est pas le cas à la figure 6.6 où l'observateur de perturbations a été enlevé. Elle permet aussi l'élimination du dépassement provoqué par la dynamique rapide de la vitesse de référence (figure 6.7).

6.2.4 Effet de changement brusque de la charge et rejet de perturbations

Dans cette partie, nous entraînons le moteur asynchrone à une vitesse constante en régime permanent et on procède à une variation brusque du couple de charge. Les figures ci-dessous présentent la réponse du système piloté par la CDCP pour la vitesse rotorique, le couple électromagnétique, le flux statorique et le courant de la phase a de la machine à trois niveaux différents de la vitesse de référence (75 tours/min, 150 tours/min et 250 tours/min).

Les résultats de simulation obtenus montrent une performance et une dynamique acceptables des variables contrôlées, le temps de réponse de la vitesse et le suivi de la trajectoire sont très appréciables. Nous remarquons également que l'observateur assure le rejet des perturbations quand le couple de charge change brusquement; ainsi la vitesse mesurée revient vite vers sa valeur de référence en régime permanent.

6.2.4.1 Vitesse de référence égale à 75 tours/min

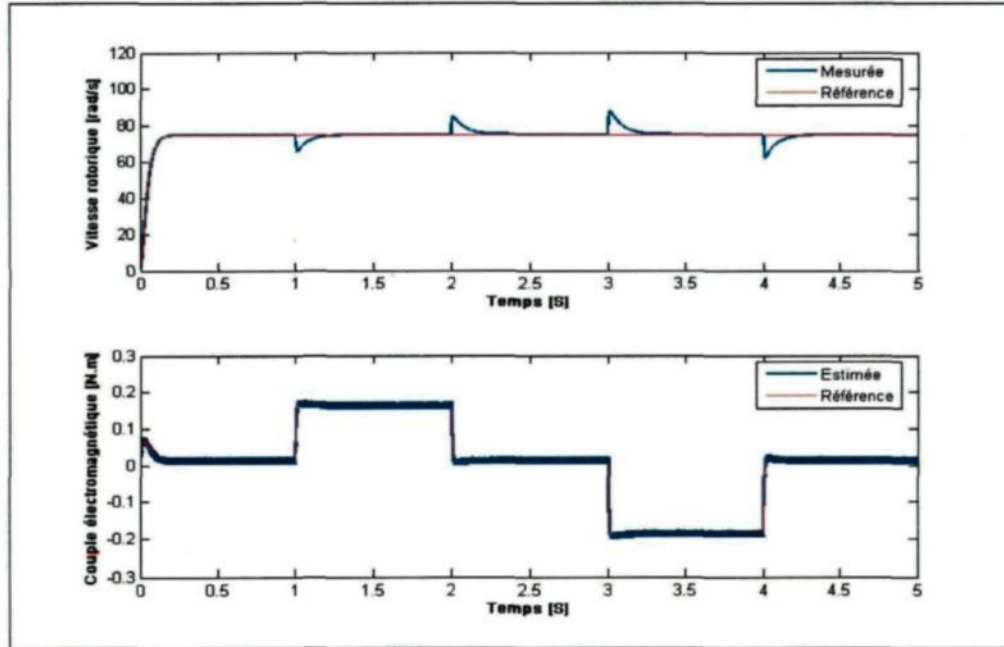


Figure 6.9: Vitesse rotorique et couple électromagnétique du système piloté par CDCP

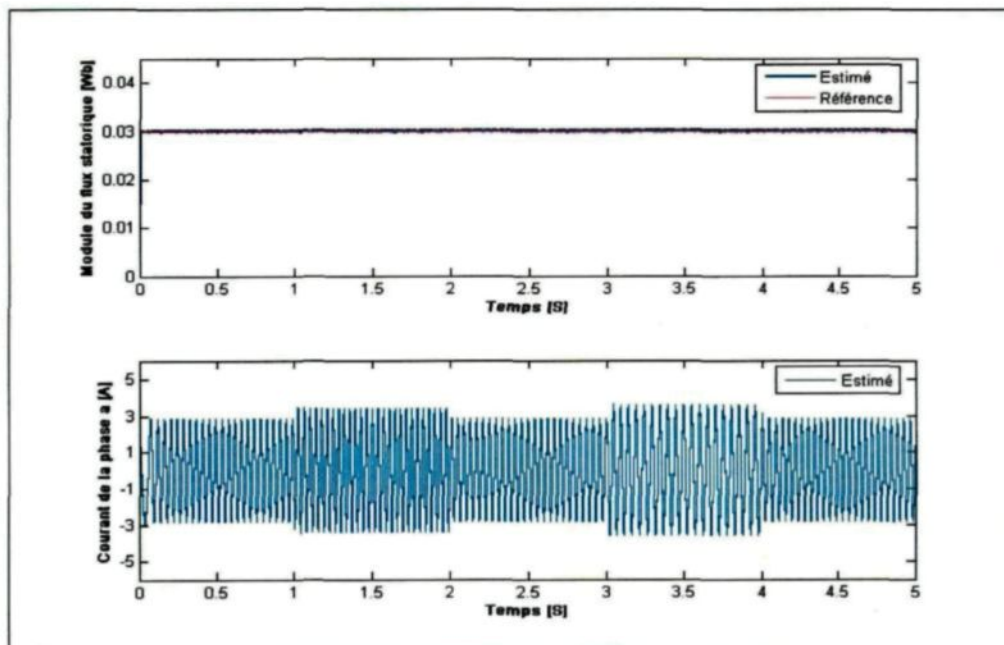


Figure 6.10: Flux statorique et courant de phase a du système piloté par CDCP.

6.2.4.2 Vitesse de référence égale à 150 tours/min

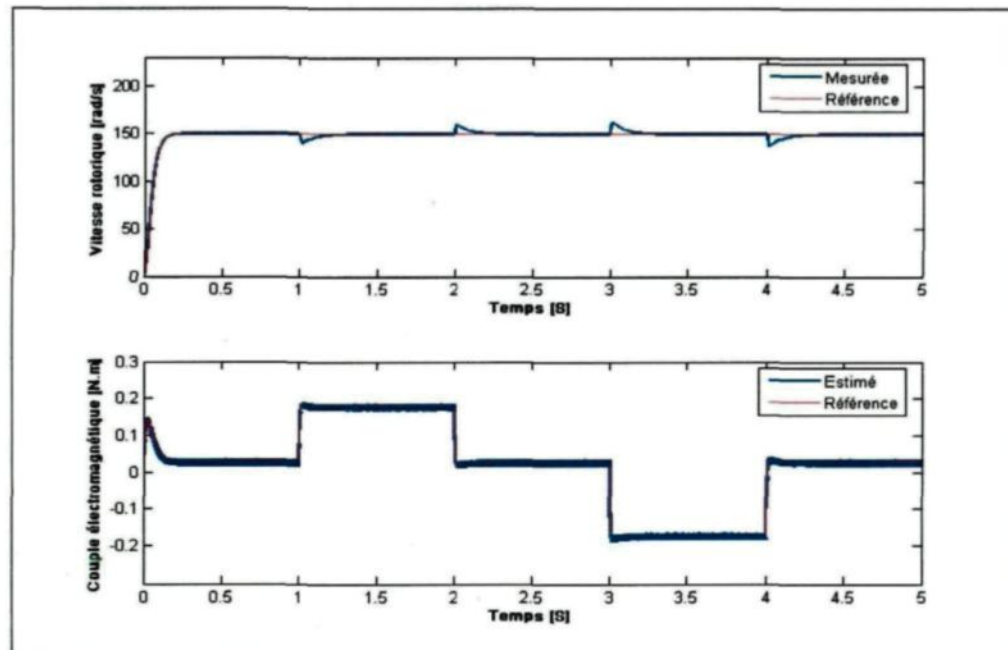


Figure 6.11: Vitesse rotorique et couple électromagnétique du système piloté par CDCP.

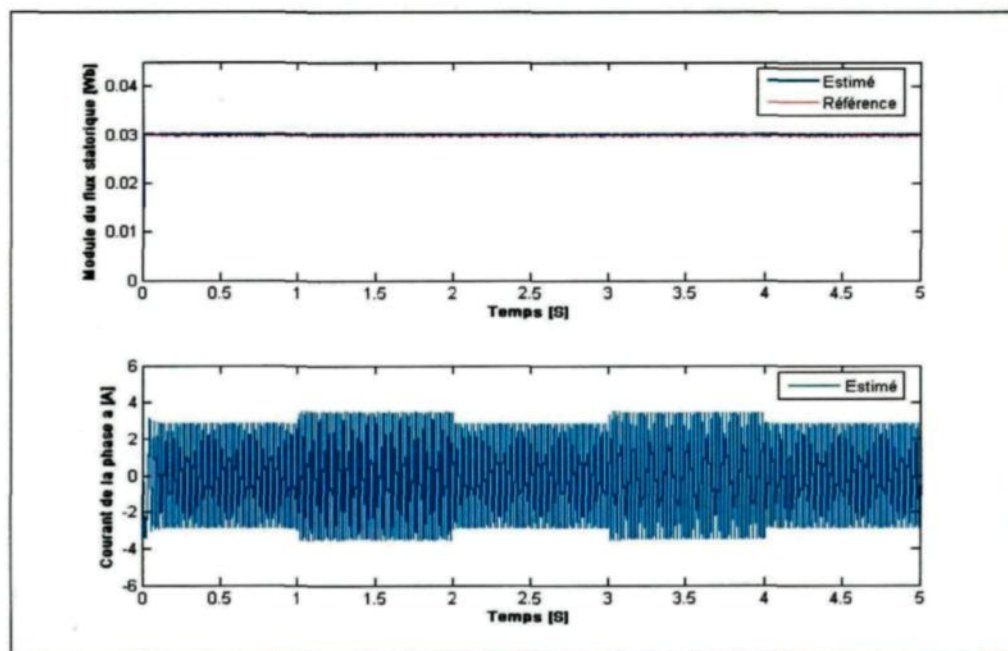


Figure 6.12: Flux statorique et courant de la phase a du système piloté par CDCP.

6.2.4.3 Vitesse de référence égale à 250 tours/min

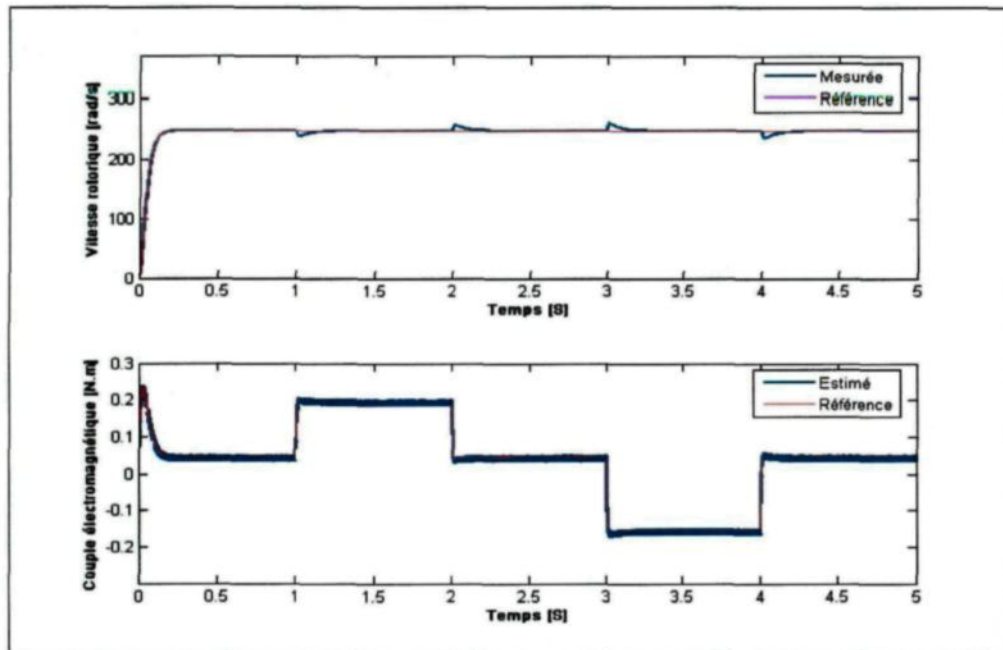


Figure 6.13: Vitesse rotorique et couple électromagnétique du système piloté par CDCP.

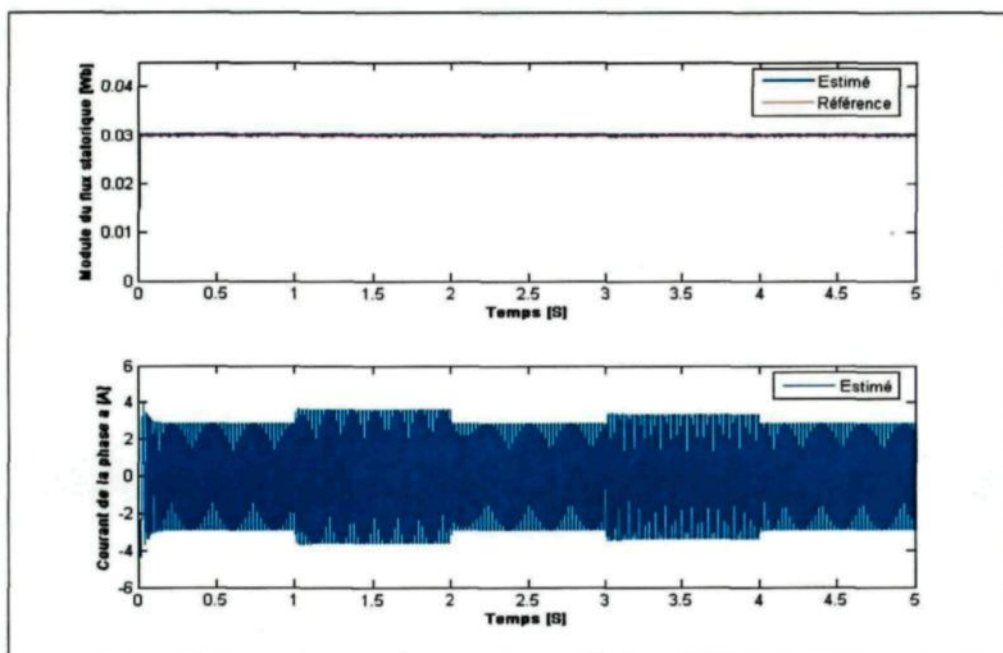


Figure 6.14: Flux statorique et courant de la phase a du système piloté par CDCP.

6.3 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les résultats de simulation obtenus sous l'environnement Matlab/Simulink d'un système piloté par deux stratégies de la commande directe du couple appliquée à la machine asynchrone triphasée, à savoir la commande CDC qui consiste à la commande directe du couple et la commande CDCP qui consiste à la commande directe du couple prédictif. Dans les deux commandes, on a utilisé un filtre de Kalman de quatrième ordre pour l'estimation de flux et de courant statoriques, ainsi qu'un régulateur prédictif de vitesse associé à un observateur de couple de charge et un schéma antidépassement pour le contrôle de la vitesse en boucle fermée.

En analysant les résultats obtenus avec les deux commandes, nous pouvons conclure que la stratégie prédictive CDCP a démontré une performance appréciable que ce soit sur le plan de la réduction des ondulations du couple et du flux statorique. Elle a aussi démontré une bonne réponse dynamique de la vitesse et un bon suivi de trajectoire.

Les tests effectués concernant l'observateur, le schéma antidépassement et le changement brusque de la charge ont prouvé que la commande CDCP est fiable, notamment l'efficacité du régulateur prédictif de vitesse associé à un schéma antidépassement et un observateur de perturbations. Cette dernière devant être obligatoirement estimée pour assurer une grande robustesse par rapport aux variations du couple de charge.

Une validation expérimentale des résultats de simulation par l'entremise d'un banc d'essai de la société OPAL-RT Technologies qui est disponible au sein du laboratoire LICOME de l'Université de Québec à Chicoutimi est présentée dans ce qui suit.

CHAPITRE 7

IMPLANTATION PHYSIQUE ET VALIDATION EXPÉRIMENTALE

CHAPITRE 7

IMPLANTATION PHYSIQUE ET VALIDATION EXPÉRIMENTALE

7.1 Introduction

L'aspect expérimental représente une partie importante de ce travail. Il permet de vérifier le fonctionnement des deux stratégies de la commande directe de couple appliquée à la machine asynchrone triphasée (CDC et CDCP) proposées dans le cadre de cette thèse. Il nous permet également de valider les résultats de simulation obtenus au chapitre précédent.

Les deux variantes de la commande directe de couple proposées dans cette thèse ont été testées sur le banc d'essai disponible au sein du laboratoire d'identification et de commande des machines électriques (LICOME) de l'Université de Québec à Chicoutimi. Les deux contrôles ont été implantés sur une plateforme de simulation hybride en temps réel d'OPAL-RT, utilisée pour faire le prototypage rapide des systèmes de contrôle.

7.2 Description de banc d'essai

La figure ci-dessous donne le schéma synoptique du banc d'essai utilisé. Ce banc d'essai est constitué d'un moteur asynchrone à cage d'écureuil couplé à une machine à courant continu dont on peut brancher à ses bornes une charge variable, un onduleur à IGBT, et une source stabilisée de tension continue permettant l'alimentation des convertisseurs de puissance à 42 V continue.

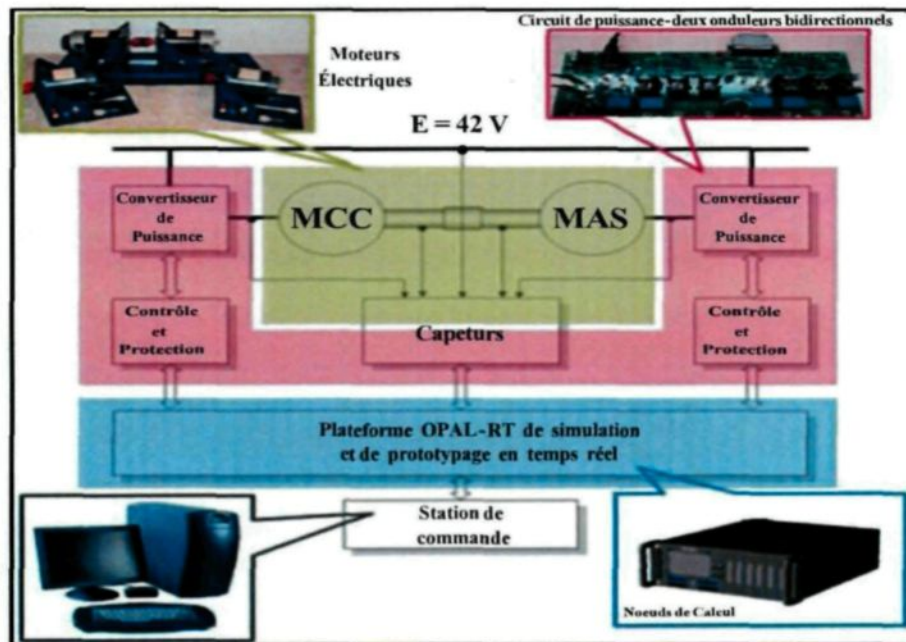


Figure 7.1: Schéma simplifié du banc d'essai utilisé au laboratoire LICOME.

Le système informatique est une station temps réel d'OPAL-RT, constituée de quatre processeurs parallèles, d'un PC, les logiciels Matlab/Simulink et RT-LAB. Ce dernier permet de convertir les modèles Simulink en modèles temps réel.

La figure 7.2 montre une photo du banc d'essai expérimental utilisé dans le cadre de cette thèse, ce système est disponible au sein du laboratoire d'indentification et de commande des machines électriques (LICOME) de l'Université de Québec à Chicoutimi.

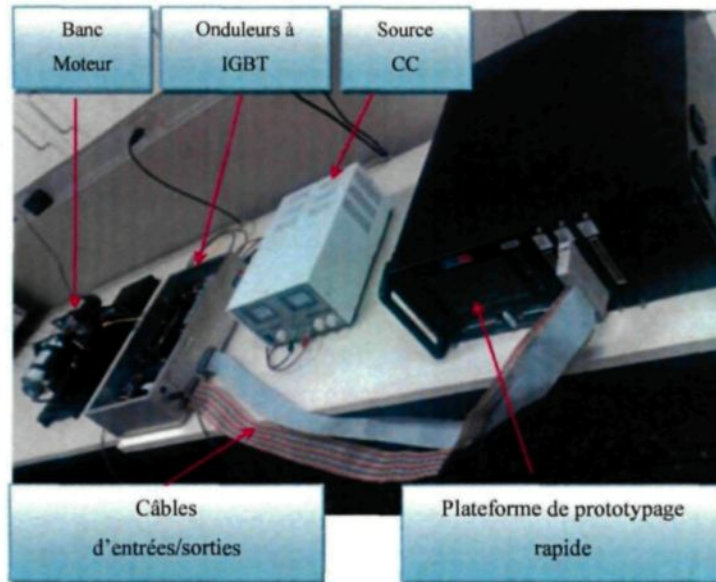


Figure 7.2: Photo de banc d'essai expérimental du laboratoire LICOME.

7.3 Principe de simulation hybride en temps réel

La figure 7.3 décrit le concept de la simulation hybride en temps réel. Cette technique a connu un essor très important au cours de la dernière décennie, elle est de plus en plus utilisée par les industries de haute technologie telles que l'industrie automobile, l'aéronautique et l'aérospatiale pour faire le prototypage rapide en temps réel des systèmes de contrôle ou pour réaliser des tests sur les systèmes embarqués. Cette technique permet d'effectuer des simulations numériques en temps réel avec ou sans l'intégration du système physique dans la boucle de calcul [7, 56, 57, 58], ce qu'on appelle dans le vocabulaire anglais HIL où « Hardware-In-the-Loop » simulation. Lorsque la simulation en temps réel sans l'intégration du système physique répond aux exigences de contrôle demandé, le système physique (machines et convertisseurs) peut être incorporé dans la boucle de calcul pour remplacer son modèle virtuel de simulation en temps réel. Notre étude concerne

l'implémentation en temps réel de la commande directe de couple d'une machine asynchrone triphasée. Il s'agit de passer de la simulation en temps réel totalement virtuelle à la simulation en temps réel avec l'intégration d'un onduleur à deux niveaux alimentant un moteur asynchrone triphasé.

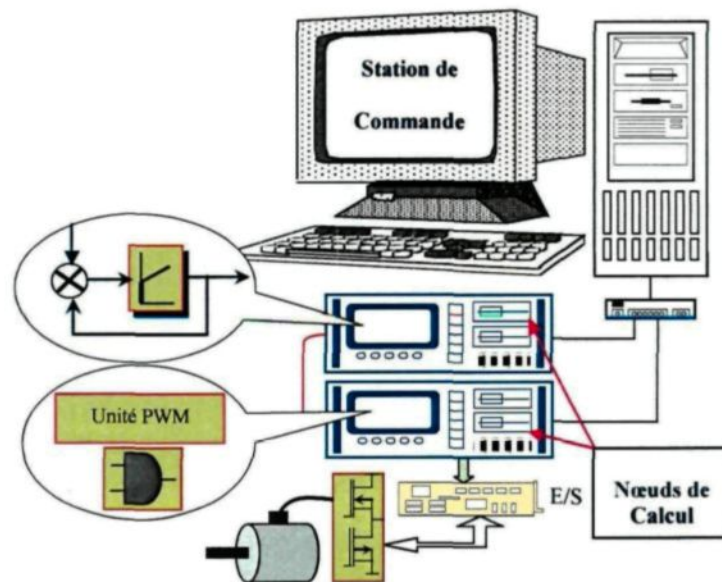


Figure 7.3: Simulation hybride en temps réel du système d'entraînement d'un moteur asynchrone.

Avec cette plateforme OPAL-RT, il est possible de réaliser toutes les étapes de conception du système de commande. On commence par l'adaptation de code Matlab/Simulink qui correspond au système piloté dans l'environnement RT-LAB. Ainsi, un générateur automatique de code permet d'obtenir un code C du programme Simulink adapté pour pouvoir l'exécuter en mode simulation « temps réel » avec un modèle virtuel de système piloté. Ensuite, on remplace le modèle virtuel par le système réel afin de tester le fonctionnement de la commande en temps réel et finir par l'implémentation du contrôle

dans un DSP où dans les circuits reconfigurables FPGA qui se trouvent dans les nœuds de calcul.

Parmi les caractéristiques essentielles du logiciel RT-LAB, il faut souligner son intégration parfaite avec Matlab/Simulink; toutefois, il régit la synchronisation, les interactions avec l'utilisateur, l'interfaçage et la configuration avec le matériel par l'entremise des cartes d'entrées/sorties FPGA ainsi que par l'échange de données pour une exécution distribuée [15, 59, 60, 61, 62, 63, 64].

7.4 Modèle de simulation temps réel de la commande directe de couple

Dans cette section, nous vous présentons un aperçu de la séparation en sous-systèmes de la structure de commande directe de couple d'une machine asynchrone triphasée comme le montre la figure 7.4.

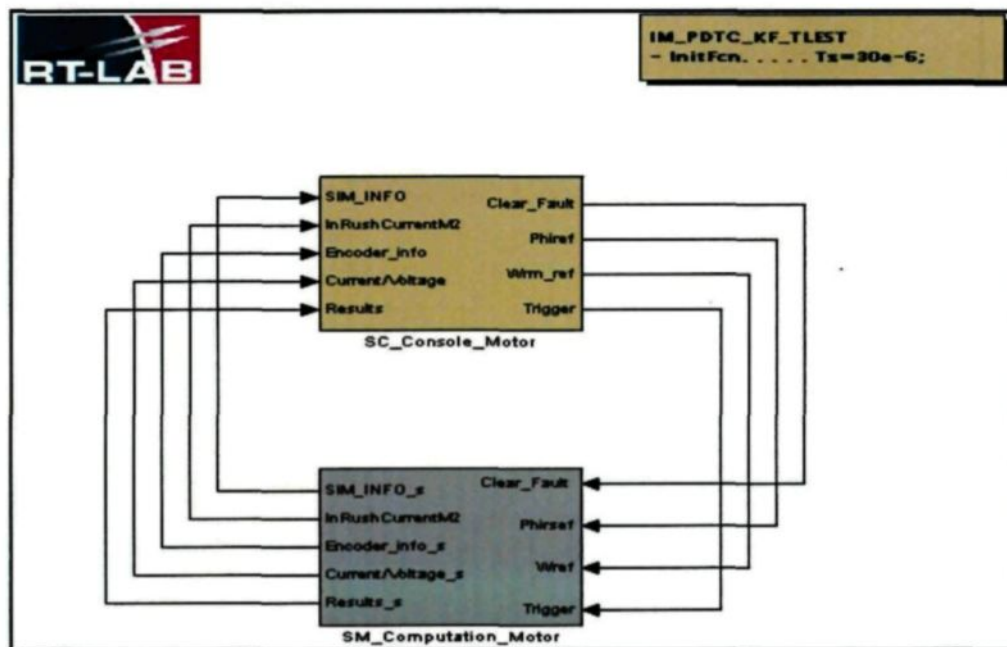


Figure 7.4: Montage Simulink de la commande directe de couple dans l'environnement RT-LAB.

Ce modèle de simulation en temps réel pour la commande directe de couple est constitué d'un algorithme de la commande à boucle fermée et de l'interface utilisateur pour contrôler les entrées et visualiser les signaux de sortie sélectionnés. Le système de simulation en temps réel RT-LAB nécessite deux blocs de sous-système. Le calcul principal et les éléments du modèle sont toujours contenus dans le sous-système qui commence par SM « **SM_Computation_Motor** » appelé aussi *sous-système maître*. Le sous-système console est celui qui débute par SC « **SC_Console_Motor** » appelé aussi *sous-système console*; il permet à l'utilisateur d'interagir avec le système piloté. Il contient tous les blocs Simulink liés à l'acquisition et à l'affichage des données ainsi que les valeurs des variables de référence. Les détails du sous-système maître sont présentés à la figure 7.5.

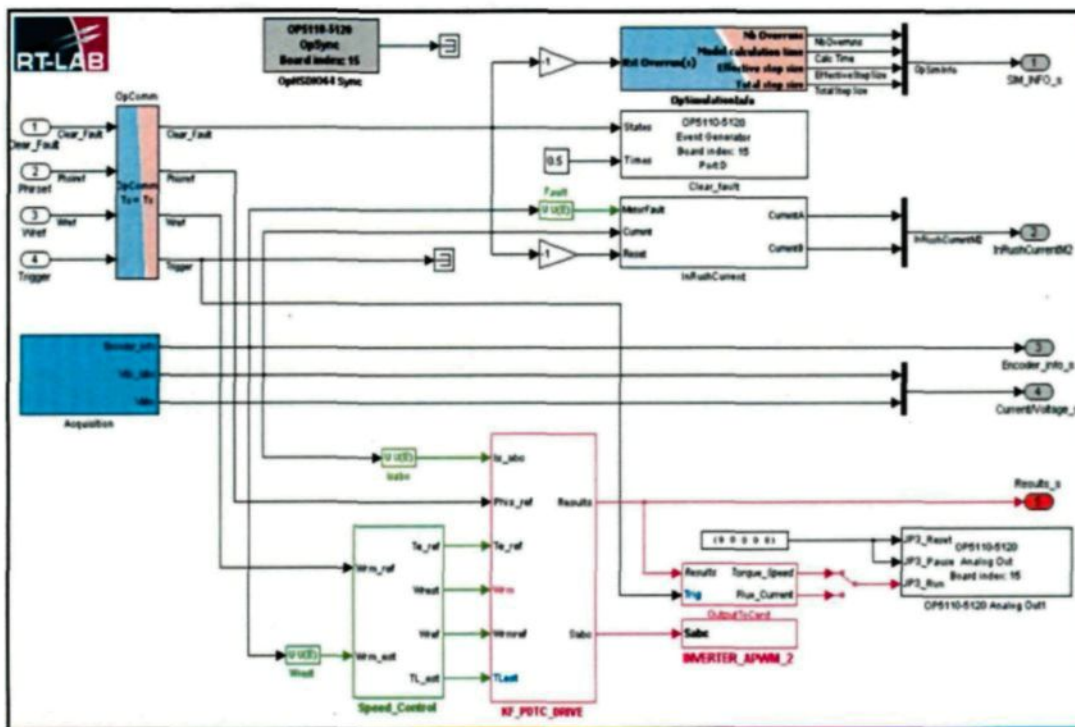


Figure 7.5: Sous-système maître.

Toutes les entrées au sous-système maître doivent d'abord passer par un bloc « **OpComm** » avant qu'elles soient utilisées. Le sous-système maître se compose des blocs suivants:

- Le bloc « Speed_Control » qui représente le contrôleur prédictif de vitesse.
- Le bloc « KF_PDTC_DRIVE » où « KF_CDTC_DRIVE » dans le cas de la commande classique, il comporte un filtre de Kalamn ainsi que la commande directe de couple (CDTC ou PDTC).
- Un bloc « Acquisition » qui permet la capture des variables mesurables du système. Il consiste à mesurer la vitesse de rotation, les tensions et courants de la machine asynchrone ainsi que la valeur de la tension continue qui alimente l'onduleur.
- Le bloc « INVERTER_APWM_2 » qui permet la génération de la PWM à partir de l'état de commutation S_{abc} généré par le bloc « KF_PDTC_DRIVE » de la commande directe de couple.
- Le bloc « OP5110-5120 Analog Out1 » qui permet d'envoyer les variables désirées pour une mesure sur oscilloscope.

Toutes les sorties au sous-système maître doivent d'abord passer par un bloc « **OpComm** » avant qu'elles soient reçues par le sous-système console présenté sur la figure 7.6.

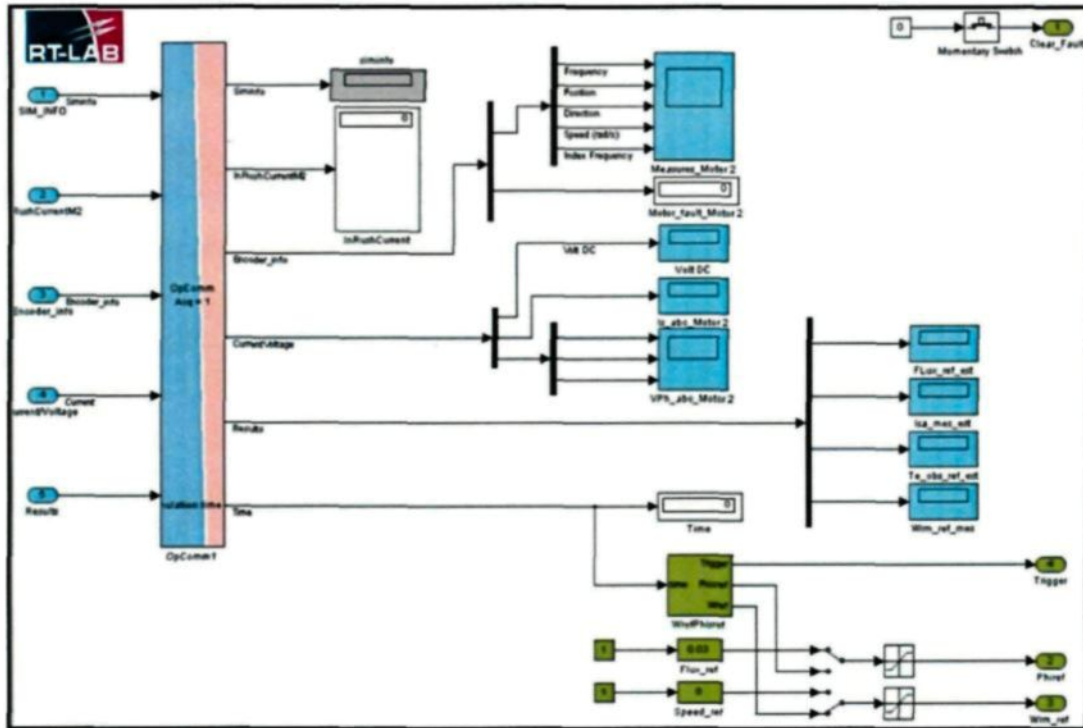


Figure 7.6: Sous-système console.

Ce sous-système est utilisé comme une interface homme-machine permettant l'envoi des signaux de contrôle, tels que : la vitesse de référence, le flux de référence, le signal trigger pour déclencher un enregistrement sur oscilloscope et le signal d'effacement d'erreur au démarrage en tant que variables d'entrées pour le sous-système maître. Le sous-système console permet aussi la visualisation et l'évolution des signaux de différentes variables telles que la vitesse de rotation de la machine, le couple électromagnétique, le courant et la tension statoriques.

Enfin, il faut noter que dans le sous-système maître présenté précédemment dans cette section, on fait appel à plusieurs fonctionnalités de carte OP5110-5120 à travers la librairie

OPAL-RT intégrée dans Simulink afin de synchroniser et de gérer les convertisseurs analogique/numérique ou numérique/analogique des différents signaux entrées/sorties. La figure ci-dessus montre une illustration de différents blocs utilisés dans notre modèle d'application.

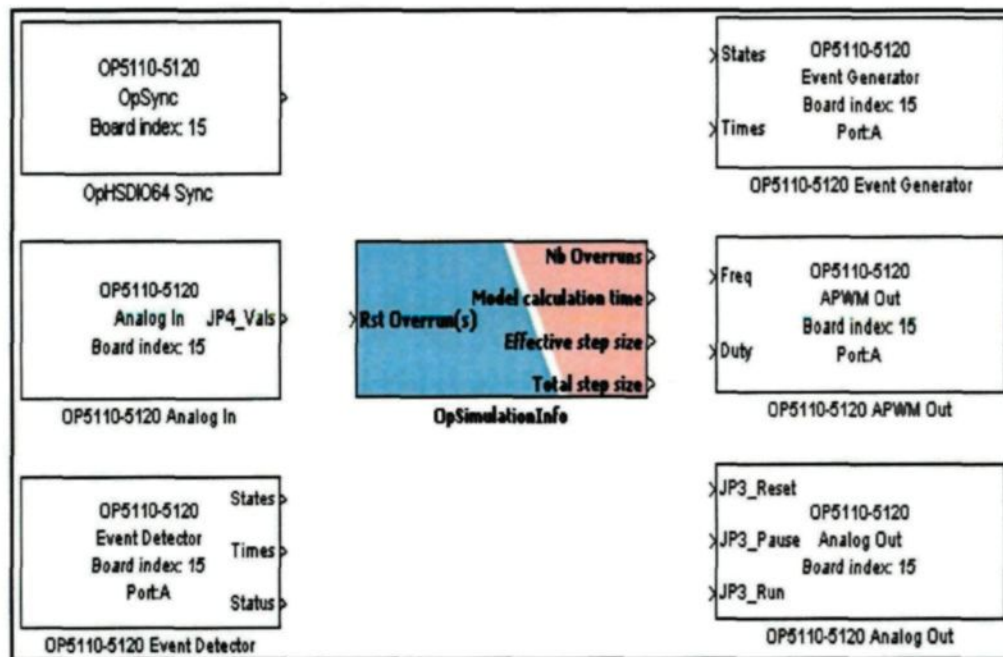


Figure 7.7: Illustration des blocs utilisés dans le sous-système maître.

- le bloc « OP5110-5120 OpSync » permet de choisir la version de carte disponible dans notre station de calcul et de faire sa configuration. Un seul bloc est suffisant, quel que soit le nombre de cartes d'interface utilisées.
- les deux blocs « OP5110-5120 Event Detector » et « OP5110-5120 Analog In » sont utilisés dans le bloc « Acquisition »; leur configuration permet la mesure de la

vitesse et les valeurs de la tension continue, les courants et les tensions de phase de la machine asynchrone triphasée.

- le bloc « OpSimulationInfo » envoie les informations sur la simulation telles que le nombre d'erreurs, la période d'échantillonnage effective et la période d'échantillonnage du modèle, etc. Le bloc « OP5110-5120 Event Generator » permet l'effacement des erreurs lors de démarrage de l'exécution.
- le bloc « OP5110-5120 APWM Out » permet la configuration de la PWM en fixant la fréquence et le rapport cyclique de l'onduleur.
- le bloc « OP5110-5120 Analog Out » permet l'acquisition et la visualisation des variables contrôlées (vitesse, couple, tension et courant) sur l'oscilloscope.

7.5 Résultats expérimentaux

Les tests pratiques se sont déroulés selon les points suivants :

- 1) poursuite de trajectoire et comparaison entre les deux variantes de la commande directe de couple appliquée à la machine asynchrone triphasée.
- 2) effet de l'estimateur de perturbations et de schéma antidépassement.
- 3) effet de changement brusque de la charge et rejet de perturbations.

La fréquence du bloc « OP5110-5120 APWM Out » qui gère la PWM du convertisseur de puissance en amont de la machine asynchrone était fixée à 16,667 kHz tandis que le filtre de Kalman utilisé dans les deux commandes (CDC et CDCP) se caractérise par un temps de discrétisation de $T_s=30\mu s$, $Q=1e^{-6}$, $R=1e^4$. Les paramètres du contrôleur prédictif de vitesse sont : $T_s=90\mu s$, le temps de prédiction $T_r = 4500\mu s$ et le paramètre permettant la stabilité de l'observateur est de $P_0 = -0,0008$. De plus, dans la commande CDC, les valeurs des bandes d'hystérésis du couple et du flux sont successivement de l'ordre de 0,006 *N.m*, 0,0006 *Web*, et dans la commande CDCP le coefficient de réglage A est égal à 40. Un filtre de deuxième ordre a été placé en amont de la vitesse de référence pour réduire les forts courants aux régimes transitoires ainsi qu'un limiteur de couple de référence (un bloc de saturation $C_{lim} \approx 2 * T_{e_{nom}}$).

Les figures 7.8 jusqu'à 7.17 représentent les résultats expérimentaux des deux variantes de la commande directe de couple appliquée à la machine asynchrone triphasée (CDC et CDCP). Dans cette expérience, la machine à courant continu couplée au moteur

asynchrone n'est connectée à aucune charge extérieure et nous avons appliqué le profil de vitesse de référence indiqué sur la figure 7.8 et 7.9.

Les résultats obtenus montrent une concordance acceptable avec les résultats obtenus en simulation sous l'environnement Simulink à une différence près, cela est dû à la valeur de la période d'échantillonnage ($T_s=10\ \mu s$ en simulation alors qu'en temps réel $T_s=30\ \mu s$) pour cause de limite matérielle. Les deux commandes ont prouvé une performance et une dynamique satisfaisante, le temps de réponse de la vitesse rotorique et le suivi de trajectoire sont très appréciables. Nous remarquons également que les variables contrôlées suivent bien leur référence.

Par conséquent, selon les figures 7.10 jusqu'à 7.15, nous pouvons dire que la commande CDCP a démontré une meilleure performance que la commande CDC que ce soit en ce qui concerne la réduction des ondulations du couple et du flux statorique ou de l'allure de courant statorique qui est beaucoup moins bruitée. D'ailleurs, l'analyse harmonique de courant statorique sur les figures 7.16 et 7.17 nous montre que la commande CDCP pouvait réduire le taux de distorsion harmonique pratiquement de moitié par rapport à la commande CDC.

7.5.1 Poursuite de trajectoire et comparaison entre la CDC et la CDCP

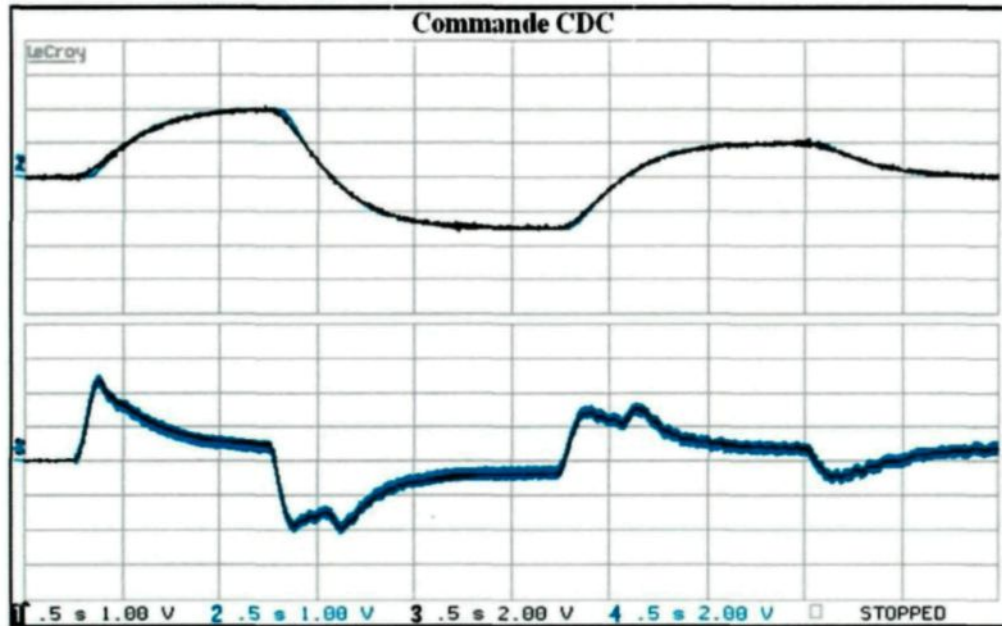


Figure 7.8: Vitesse rotorique et couple électromagnétique : (1) et (2) référence et vitesse mesurée (0.5 s/div, 100 rad.s⁻¹/div), (3) et (4) référence et couple estimé (0.5 s/div, 0.2 N.m/div).

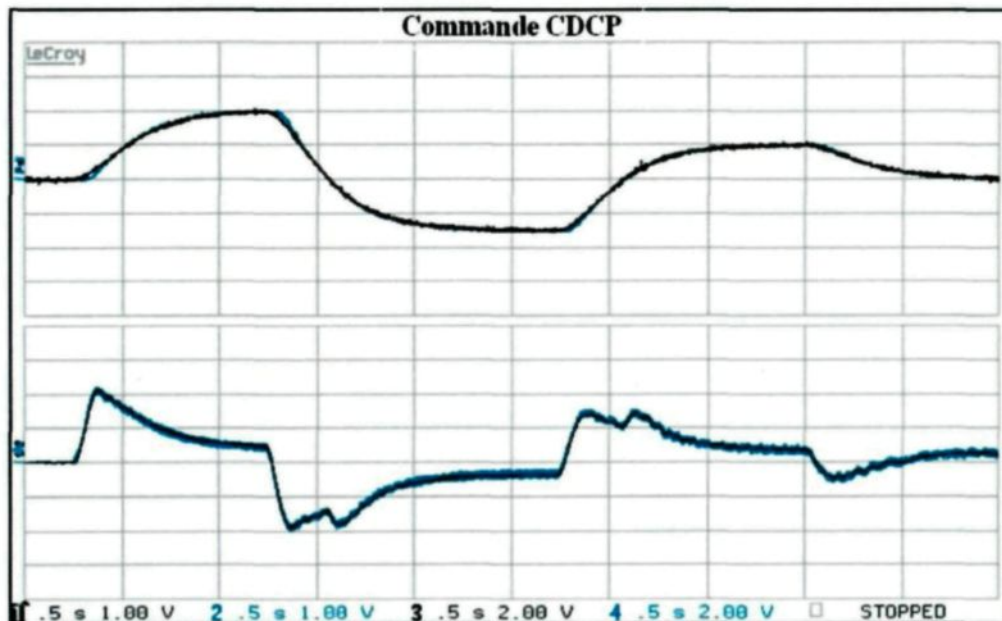


Figure 7.9: Vitesse rotorique et couple électromagnétique : (1) et (2) référence et vitesse mesurée (0.5 s/div, 100 rad.s⁻¹/div), (3) et (4) référence et couple estimé (0.5 s/div, 0.2 N.m/div).

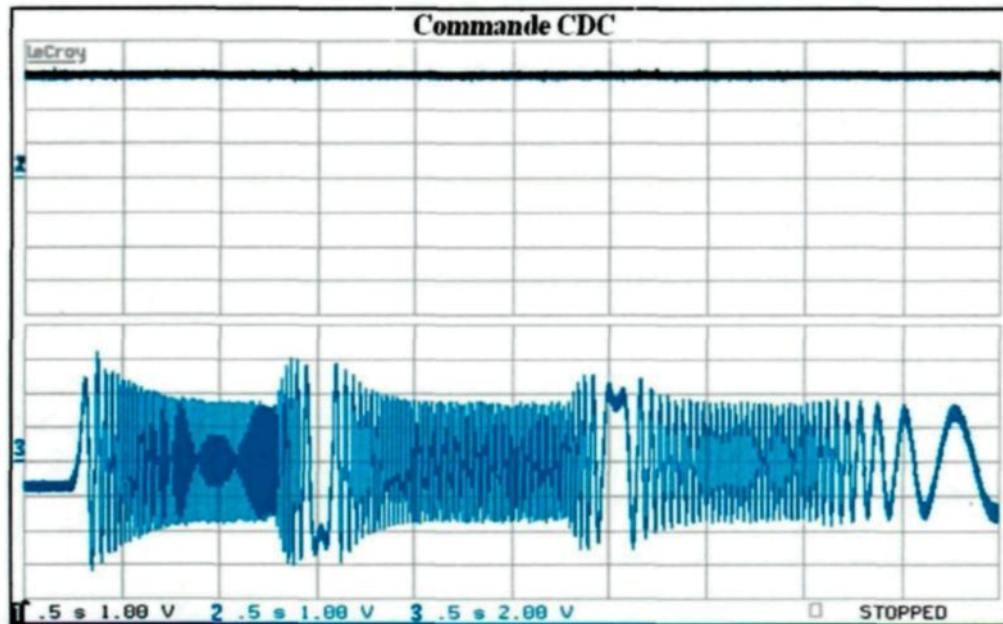


Figure 7.10: Flux statorique et de courant statorique de la phase a : (1) et (2) référence et flux estimé (0.5 s/div, 0.01 Wb/div), (3) courant estimé (0.5 s/div, 2 A/div).

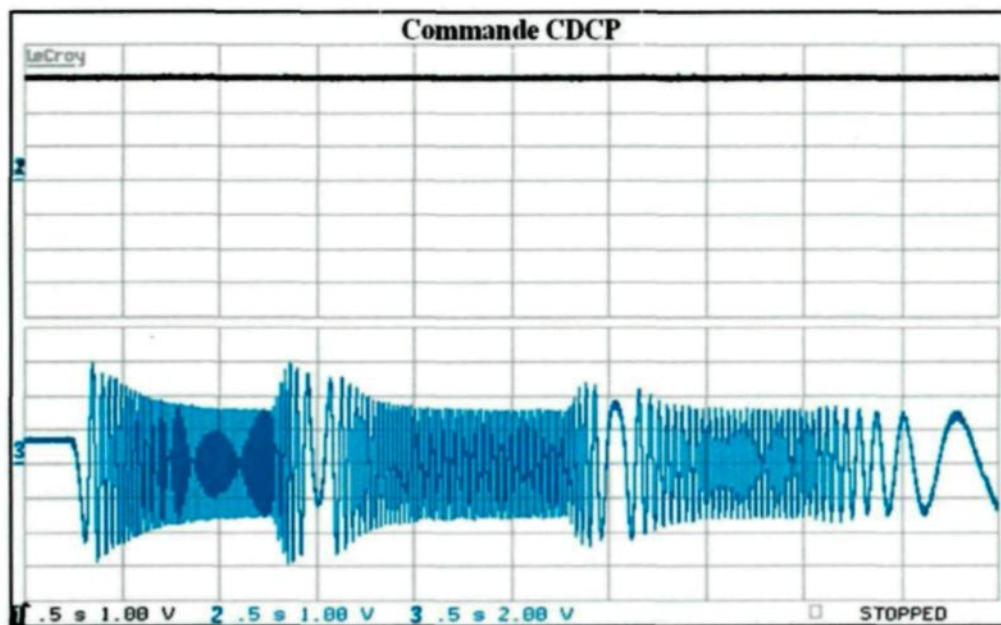


Figure 7.11: Flux statorique et de courant statorique de la phase a : (1) et (2) référence et flux estimé (0.5 s/div, 0.01 Wb/div), (3) courant estimé (0.5 s/div, 2 A/div).

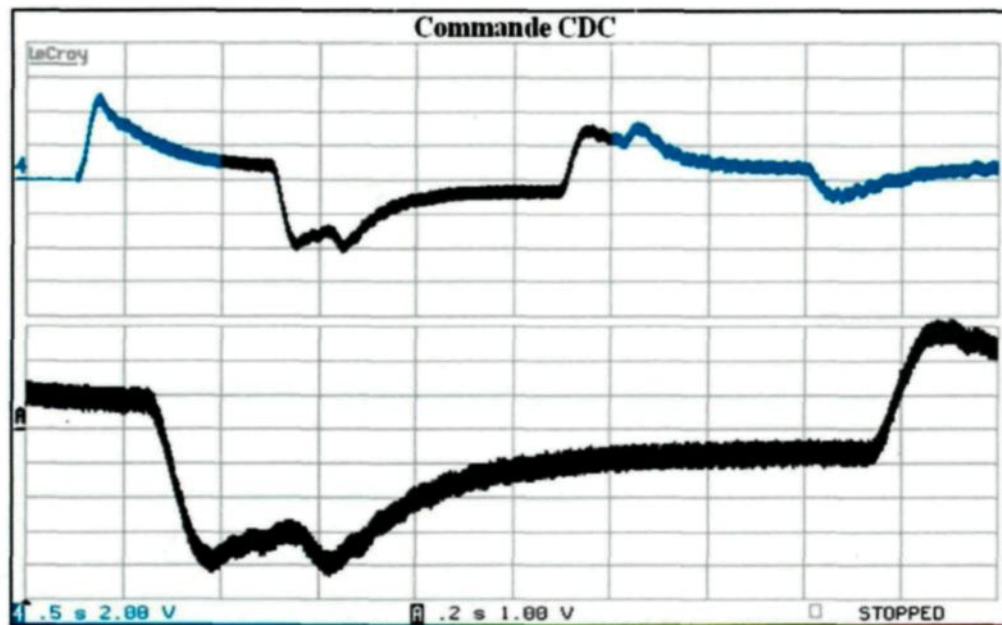


Figure 7.12: Couple électromagnétique et son zoom : (4) couple estimé (0.5 s/div, 0.2 N.m/div), (A) zoom de couple estimé (0.2 s/div, 0.1 N.m/div).

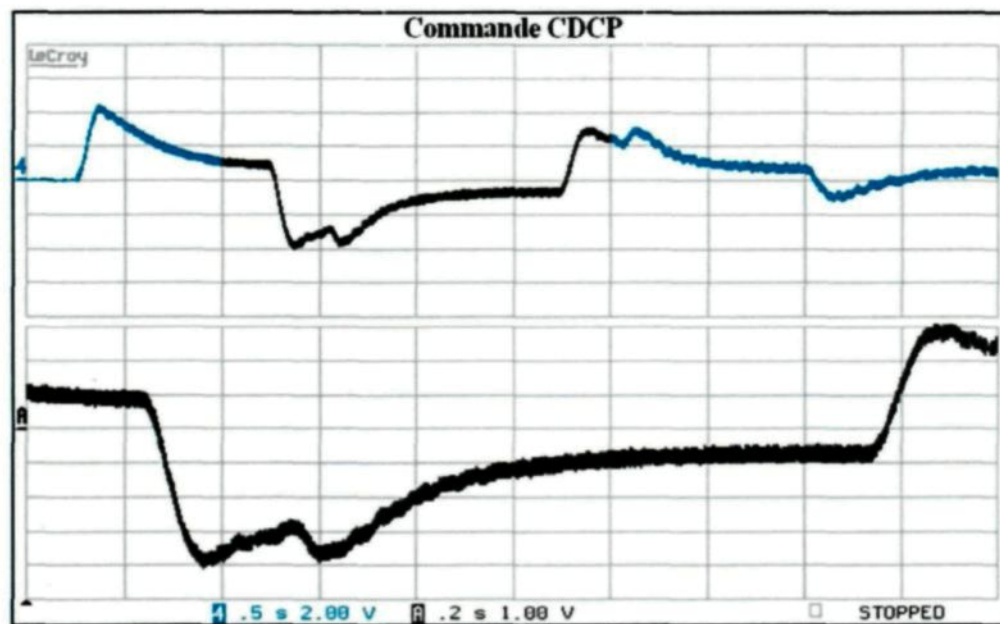


Figure 7.13: Couple électromagnétique et son zoom : (4) couple estimé (0.5 s/div, 0.2 N.m/div), (A) zoom de couple estimé (0.2 s/div, 0.1 N.m/div).

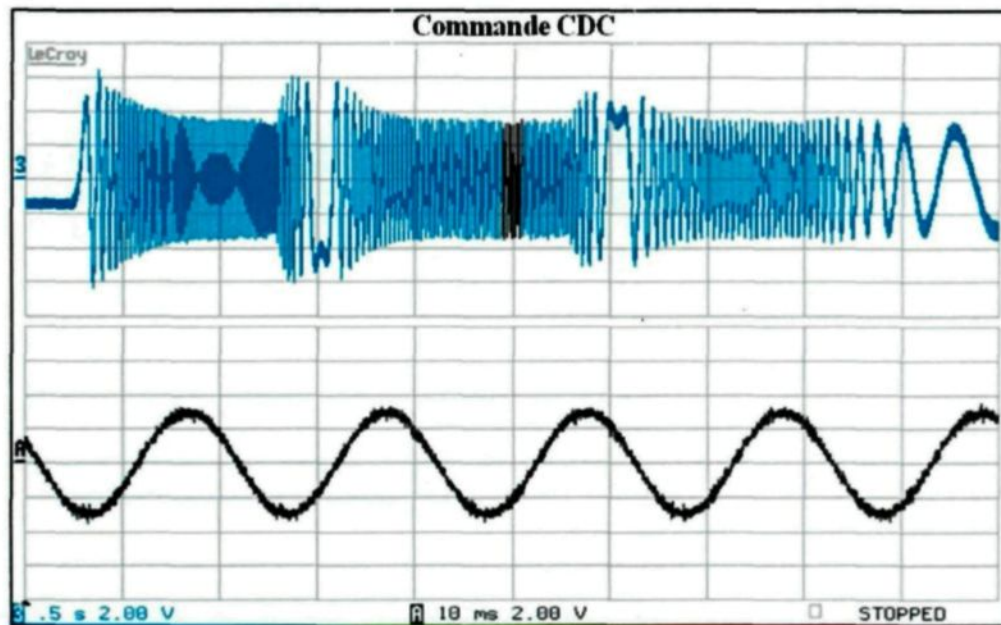


Figure 7.14: Courant statorique de la phase a et son zoom : (3) courant estimé (0.5 s/div, 2 A/div), (A) zoom de courant estimé (10 ms/div, 2 A/div).

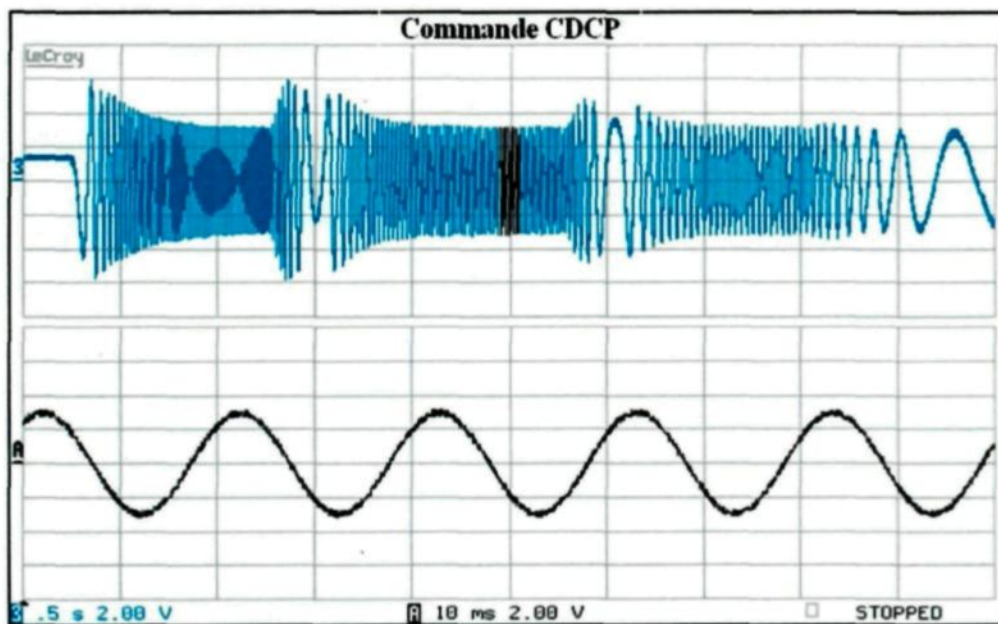


Figure 7.15: Courant statorique de la phase a et son zoom : (3) courant estimé (0.5 s/div, 2 A/div), (A) zoom de courant estimé (10 ms/div, 2 A/div).

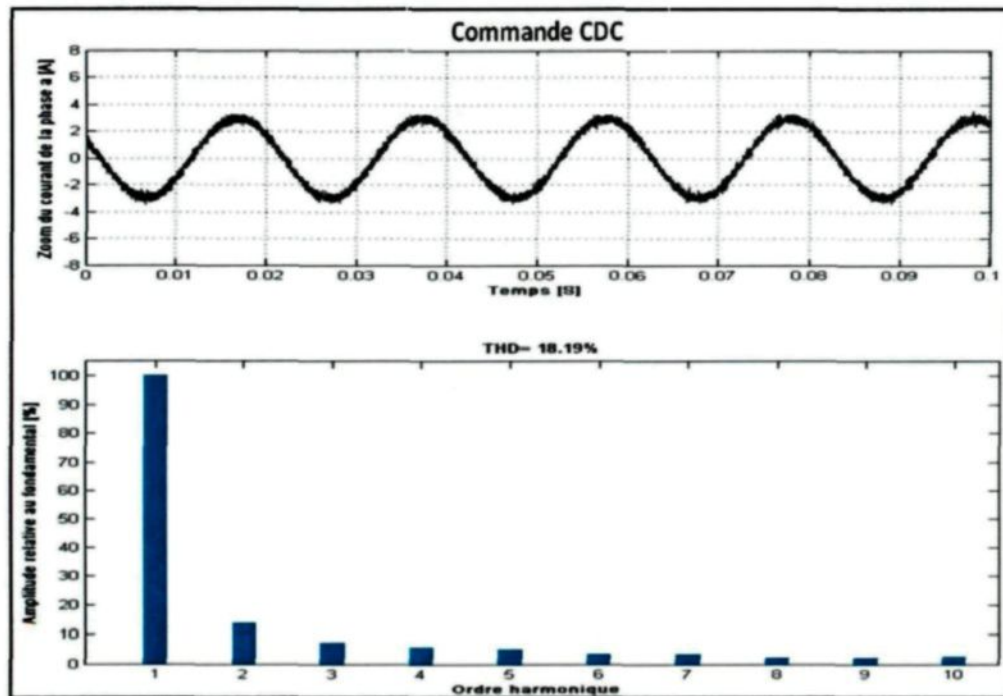


Figure 7.16: Zoom de courant statique de la phase a et son spectre harmonique.

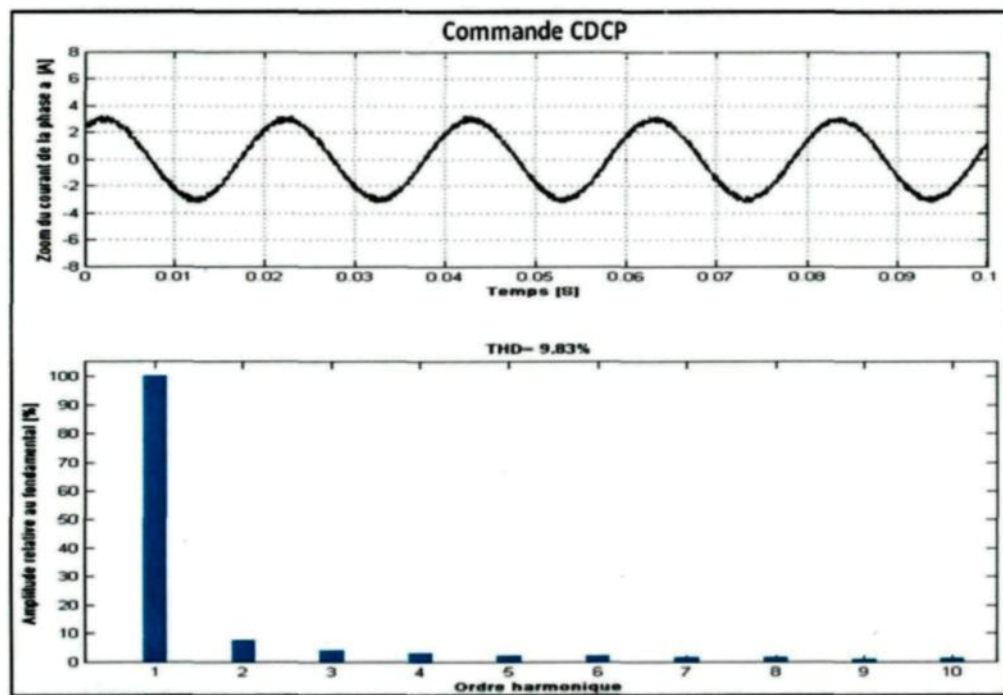


Figure 7.17: Zoom de courant statique de la phase a et son spectre harmonique.

7.5.2 Effet de l'estimateur de perturbations et de schéma antidépassement

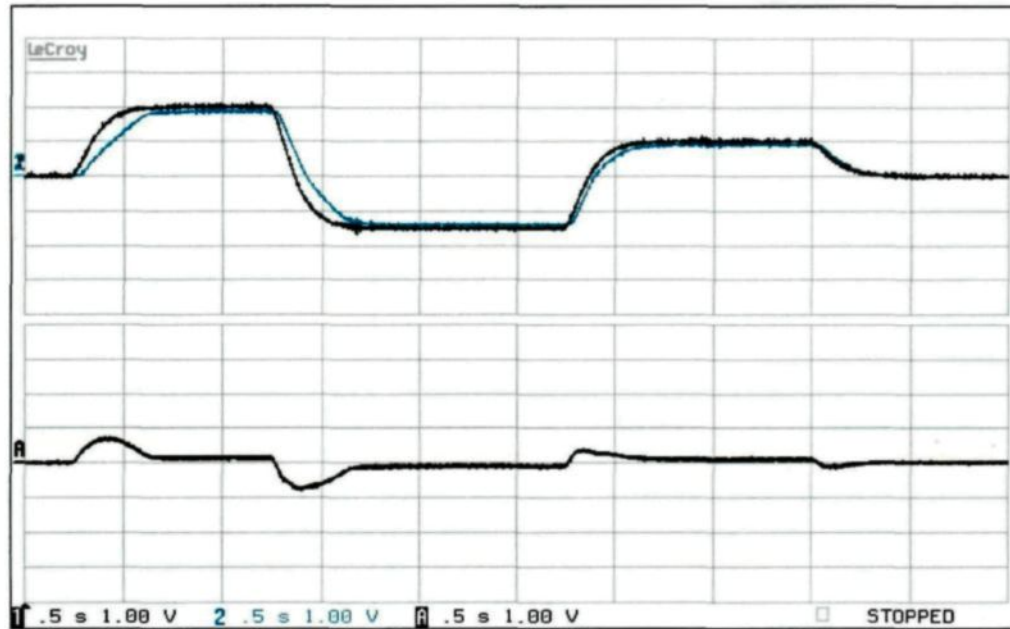


Figure 7.18: Vitesse rotorique et son erreur sans estimateur et sans antidépassement: (1) et (2) référence et vitesse mesurée (0.5 s/div, 100 rad.s⁻¹/div), (A) erreur de vitesse (0.5 s/div, 100 rad.s⁻¹/div).

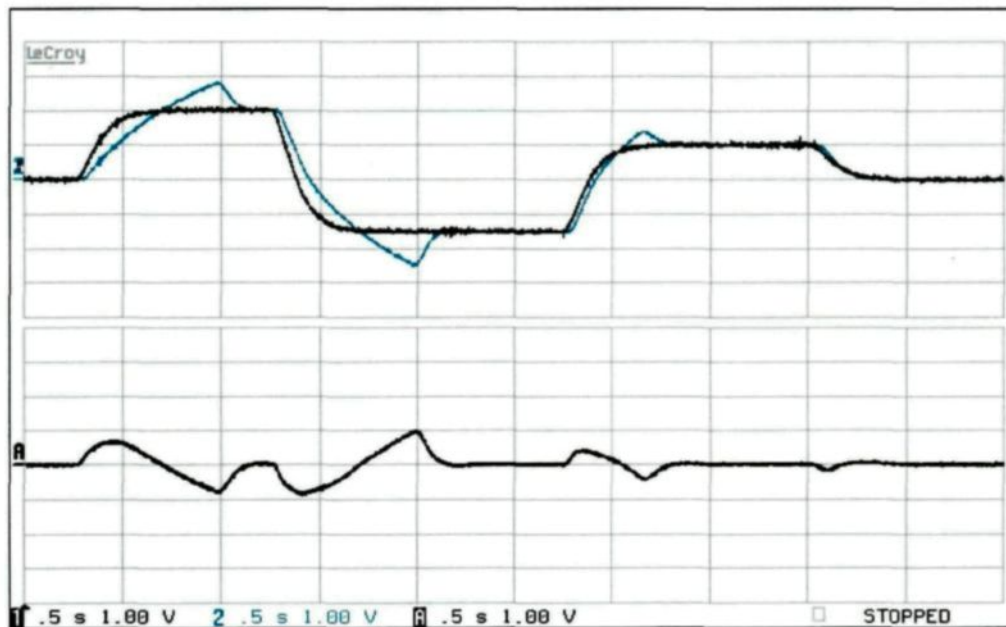


Figure 7.19: Vitesse rotorique et son erreur avec estimateur et sans antidépassement : (1) et (2) référence et vitesse mesurée (0.5 s/div, 100 rad.s⁻¹/div), (A) erreur de vitesse (0.5 s/div, 100 rad.s⁻¹/div).

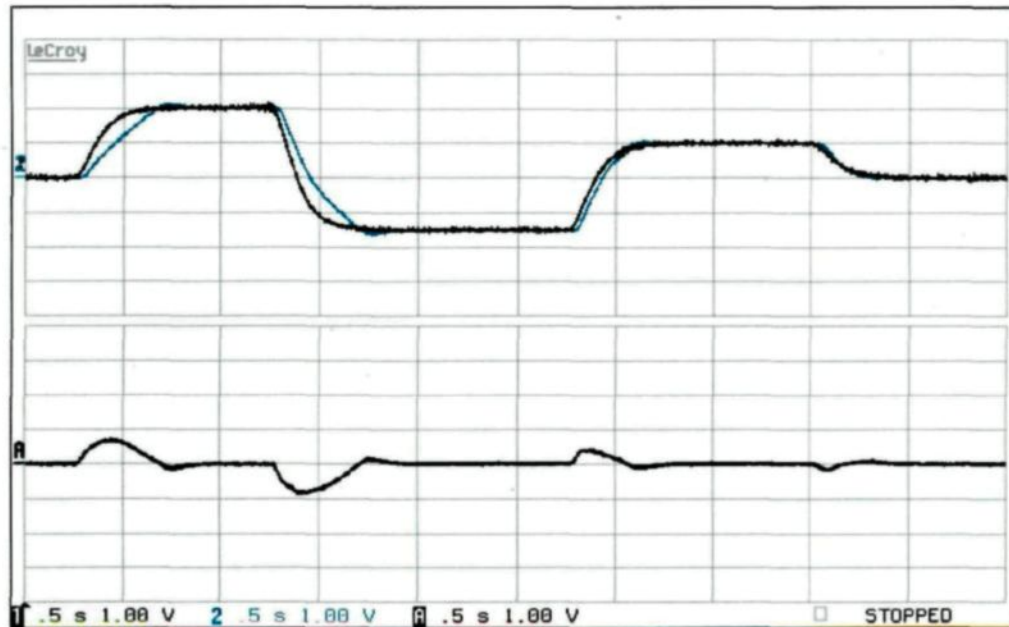


Figure 7.20: Vitesse rotorique et son erreur avec estimateur et avec antidépassement : (1) et (2) référence et vitesse mesurée (0.5 s/div, 100 rad.s⁻¹/div), (A) erreur de vitesse (0.5 s/div, 100 rad.s⁻¹/div).

Dans cette section, la commande CDCP est appliquée au système et nous avons voulu tester l'effet de l'intégration de l'observateur de perturbation associé à un schéma antidépassement dans le régulateur prédictif. Pour cela, nous avons connecté une charge aux bornes de la machine à courant continu, on a aussi appliqué un profil de vitesse de référence (figures 7.18, 7.19 et 7.20) deux fois et demi plus rapide que celui utilisé précédemment.

Nous constatons des trois figures précédentes que le schéma antidépassement élimine le dépassement de la vitesse; de plus, nous remarquons aussi l'effet de l'observateur de perturbations sur le suivi de la trajectoire de vitesse. Il s'avère que la combinaison des deux permet de réduire l'écart entre la vitesse mesurée et sa référence.

7.5.3 Effet de changement brusque de la charge et rejet de perturbations

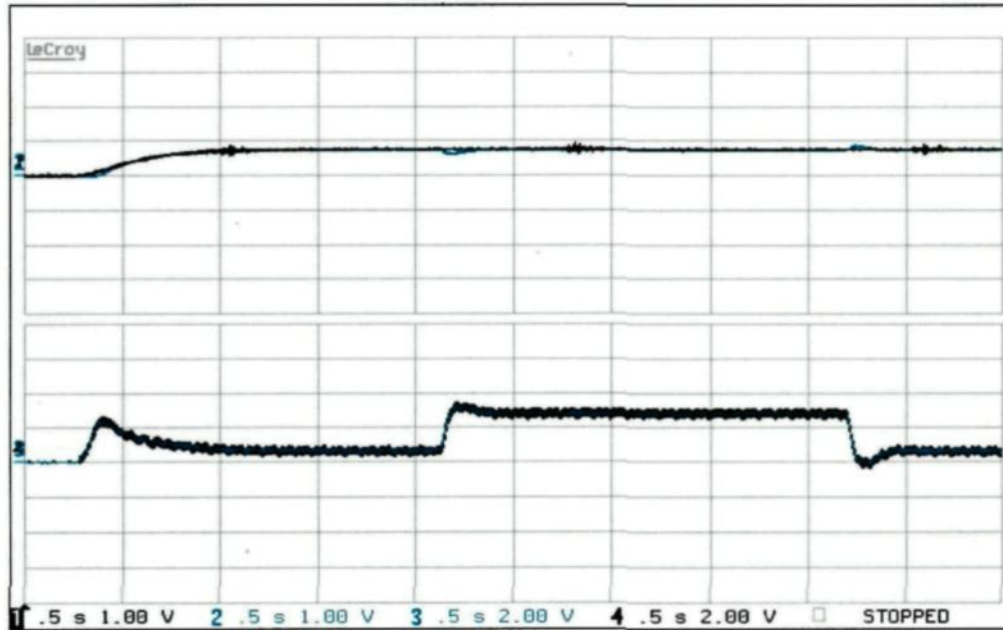


Figure 7.21: Vitesse rotorique et de couple électromagnétique : (1) et (2) référence ($\omega_{ref} = 75 \text{ rad.s}^{-1}$) et vitesse mesurée (0.5 s/div, 100 $\text{rad.s}^{-1}/\text{div}$), (3) et (4) référence et couple estimé (0.5 s/div, 0.2 N.m/div).

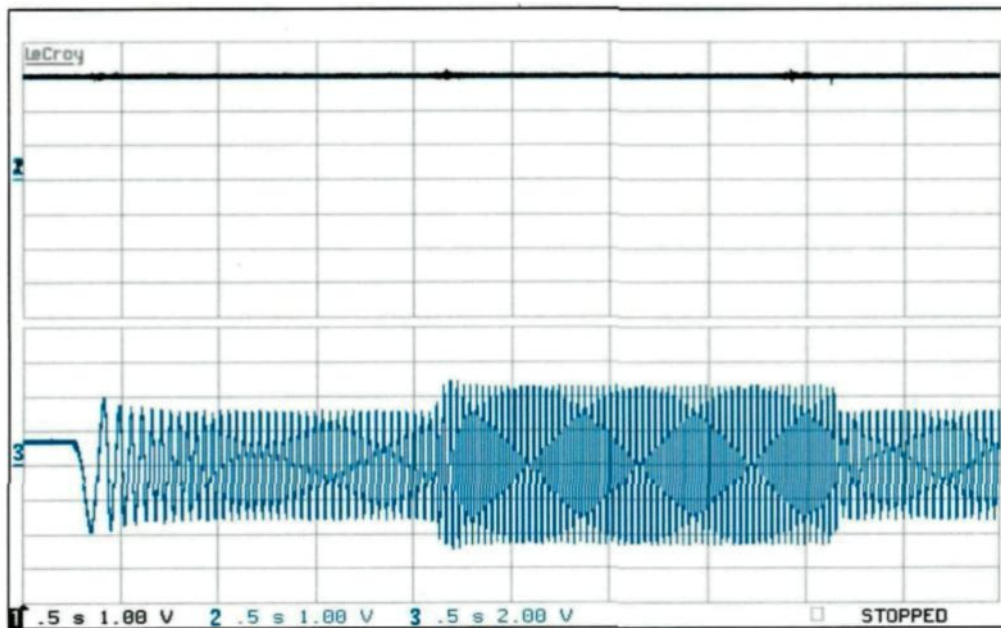


Figure 7.22: Flux statorique et de courant statorique de la phase a : (1) et (2) référence et flux estimé (0.5 s/div, 0.01 Wb/div), (3) courant estimé (0.5 s/div, 2 A/div).

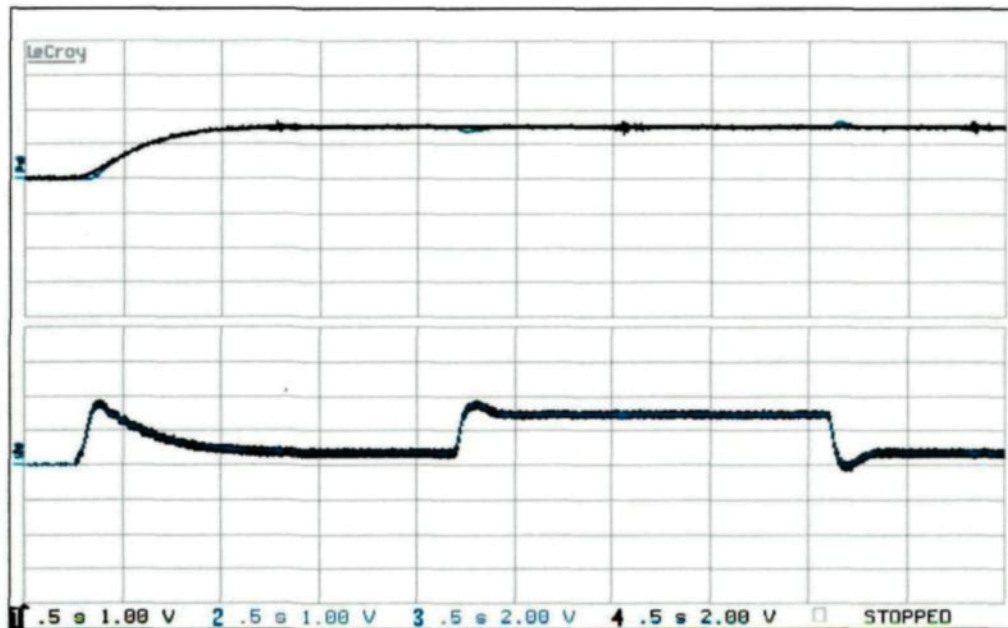


Figure 7.23: Vitesse rotorique et de couple électromagnétique : (1) et (2) référence ($\omega_{ref} = 150 \text{ rad.s}^{-1}$) et vitesse mesurée (0.5 s/div, 100 $\text{rad.s}^{-1}/\text{div}$), (3) et (4) référence et couple estimé (0.5 s/div, 0.2 N.m/div).

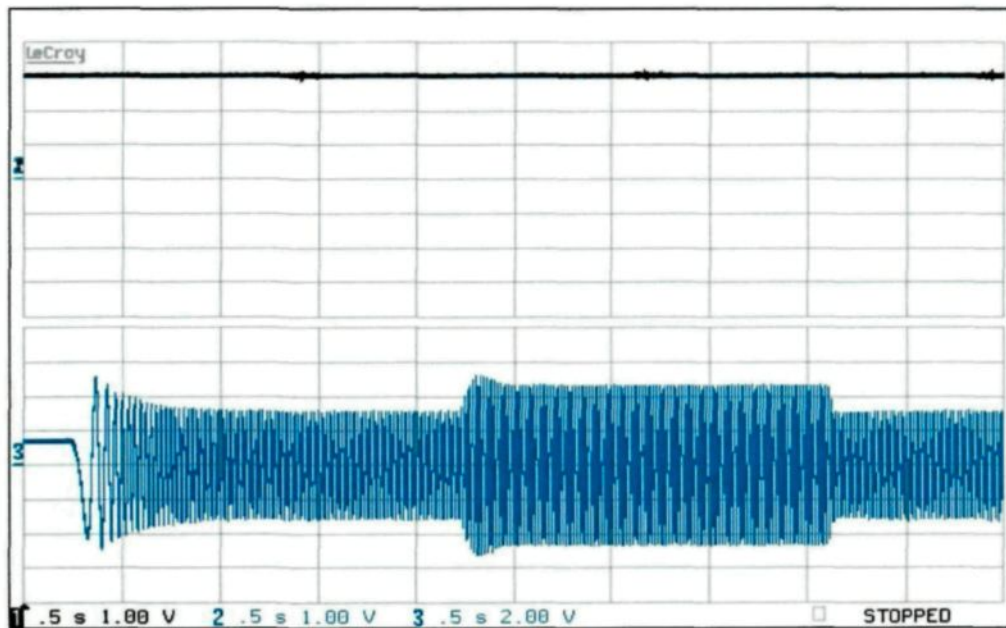


Figure 7.24: Flux statorique et de courant statorique de la phase a : (1) et (2) référence et flux estimé (0.5 s/div, 0.01 Wb/div), (3) courant estimé (0.5 s/div, 2 A/div).

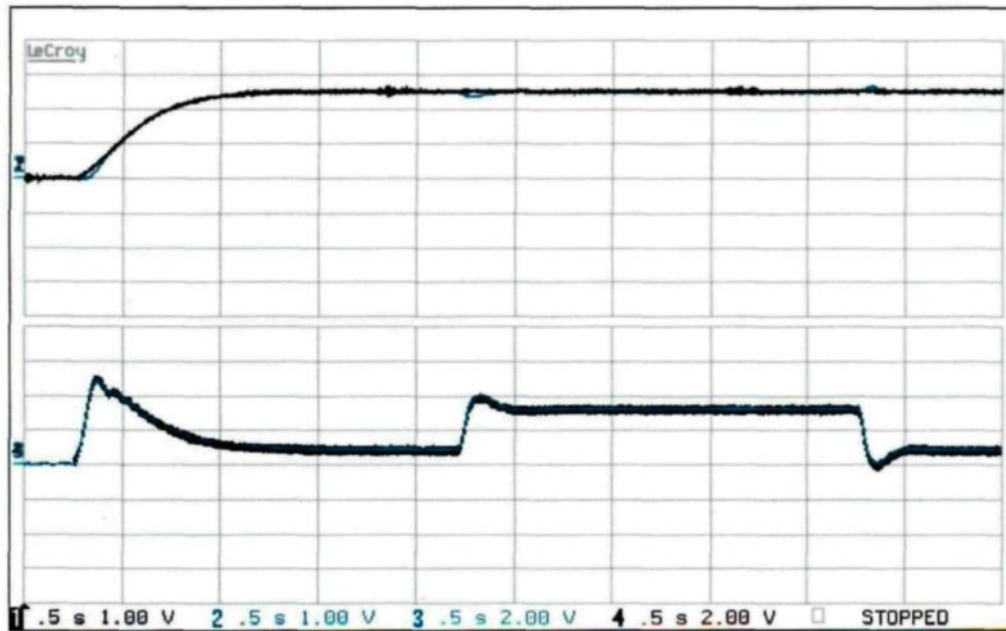


Figure 7.25: Vitesse rotorique et de couple électromagnétique : (1) et (2) référence ($\omega_{ref} = 250 \text{ rad.s}^{-1}$) et vitesse mesurée (0.5 s/div, 100 $\text{rad.s}^{-1}/\text{div}$), (3) et (4) référence et couple estimé (0.5 s/div, 0.2 N.m/div).

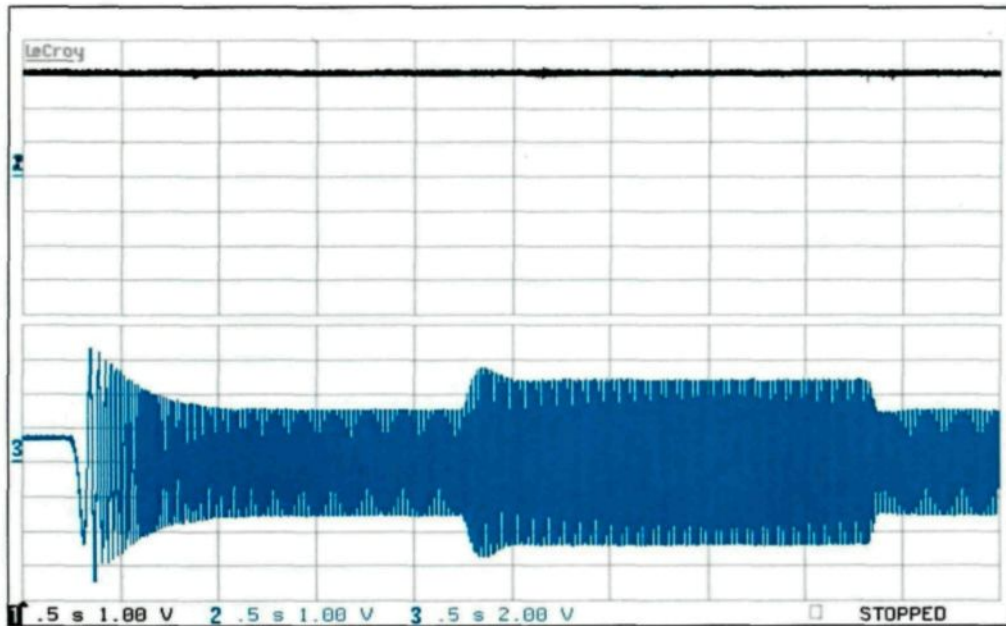


Figure 7.26: Flux statorique et de courant statorique de la phase a : (1) et (2) référence et flux estimé (0.5 s/div, 0.01 Wb/div), (3) courant estimé (0.5 s/div, 2 A/div).

Finalement, dans cette dernière section des tests expérimentaux de la commande CDCP, nous entraînons le moteur asynchrone à des vitesses constantes en régime permanent (on a choisi trois paliers de la vitesse de référence $\omega_{ref} = 75 \text{ rad.s}^{-1}$, $\omega_{ref} = 150 \text{ rad.s}^{-1}$ et $\omega_{ref} = 250 \text{ rad.s}^{-1}$) et on procède à un changement brusque de la charge branchée aux bornes de la machine à courant continu.

Selon les figures 7.21 jusqu'à 7.26, nous constatons que les variables régulées suivent bien leurs références. Nous remarquons aussi des dépassements mineurs sur la trajectoire de la vitesse mesurée qui ont été provoqués à la suite de la variation brusque de la charge, mais la vitesse mesurée revient vite vers sa valeur de référence. L'observateur de perturbations montre encore une fois une observation acceptable de la charge appliquée, notamment en régime permanent.

7.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les résultats obtenus de la validation expérimentale d'un contrôle en temps réel de la machine asynchrone triphasée par l'entremise de la plateforme RT-LAB au moyen de la technique de commande directe de couple proposée ici avec ces deux variantes (CDC et CDCP). La première est la commande directe classique et la deuxième est basée sur le modèle prédictif de la machine et une fonction de coût. De plus, nous avons fait l'implémentation d'un régulateur prédictif de vitesse associé à un observateur de couple de charge et un schéma antidépassement pour l'asservissement de la vitesse en boucle fermée et un filtre de Kalman de quatrième ordre pour l'estimation du flux et du courant statoriques.

Selon les résultats obtenus, nous pouvons dire que la structure CDCP a présenté une performance acceptable et satisfaisante par rapport à la commande CDC, que ce soit au niveau de couple électromagnétique, de flux statorique ou encore en ce qui concerne l'allure du courant statorique. Cependant, on note l'existence des bruits qui sont dus à la fréquence de commutation et aux gains de mesure en hautes fréquences d'échantillonnage.

Les tests effectués sur l'observateur de perturbations ont prouvé que la commande CDCP est fiable, notamment l'efficacité du régulateur prédictif de vitesse associé à un observateur de perturbations. Cette dernière doit être obligatoirement observée pour assurer une grande robustesse. Nous avons pu constater aussi que l'amélioration du temps de réponse de la vitesse rotorique est possible en ajoutant un bloc antidépassement de vitesse dans l'équation de l'observateur de perturbations.

Enfin, l'observateur de perturbations a pu montrer son efficacité en rejetant la perturbation qui été provoquée soudainement par une variation brusque de la charge aux bornes de la machine à courant continu.

CONCLUSIONS ET PERSPECTIVES

CONCLUSIONS ET PERSPECTIVES

Ces travaux de recherche présentés dans cette these porte sur la mise en œuvre et l'implantation en temps réel avec intégration du matériel (HIL) d'une stratégie de contrôle communément appelée contrôle direct du couple appliqué à la machine asynchrone triphasée. Une telle stratégie permet d'atteindre de grandes dynamiques de réponse en couple électromagnétique et est considérée comme une alternative de contrôle intéressante par rapport à d'autres stratégies. Ces dernières nécessitent un découplage entre les courants et les tensions du contrôle et l'introduction d'un modulateur de largeur d'impulsions. Ce qui rend leurs algorithmes lourds et provoque des délais supplémentaires, donc une période d'échantillonnage en désaccord avec les contraintes dynamiques attendues.

Le but de ce travail est non seulement d'apporter la justification de notre choix de stratégie de contrôle, mais aussi de montrer l'apport de notre étude au sujet. Ainsi, dans un premier temps, nous avons exposé en détail le modèle de la machine asynchrone triphasée et le type d'alimentation considéré. Par la suite, nous avons été amenés à considérer tout d'abord le principe de la commande directe du couple dans sa variante classique, de plus en plus utilisée dans les milieux industriels, mais souvent critiquée et incapable de répondre aux nouvelles contraintes imposées par certaines industries où des hautes performances et d'une grande dynamique sont requises telles que : un bon suivi de trajectoire rapide pour la vitesse de rotation et un taux d'ondulation réduit pour le couple et le flux.

La commande des principales variables de la machine asynchrone, à savoir le flux statorique et le couple électromagnétique, est obtenue par le choix direct dans une table de commutation des vecteurs de tension de sortie de l'onduleur. Ces choix sont faits de telle sorte qu'ils puissent maintenir les deux grandeurs dans une bande d'hystérésis au voisinage de leurs valeurs de référence. Cependant, l'existence des contrôleurs à hystérésis dans la stratégie de commande directe du couple classique génère des oscillations du couple et du flux à cause de la largeur des bandes des régulateurs à hystérésis. Ainsi, puisque notre étude s'intéresse principalement à la minimisation du taux d'ondulation du couple électromagnétique et du flux statorique de la commande directe du couple appliquée à la machine asynchrone triphasée. La contribution de cette thèse se situe essentiellement dans le développement d'une stratégie de contrôle direct du couple sans l'utilisation des contrôleurs à hystérésis.

Une technique de contrôle prédictif direct du couple basée sur le modèle de la machine asynchrone a été étudiée et validée, dans le but de réduire les ondulations de couple et de flux. En revanche, la table de commutation, les contrôleurs à bande d'hystérésis et l'information sur la position de flux statorique utilisés dans la commande directe du couple classique sont remplacés par une fonction de coût, qui prend en compte le comportement futur de ces variables contrôlées (couple, flux). Le chapitre cinq de cette thèse a été consacré à l'étude et à la mise en œuvre de cette technique prédictive. Ce principe de contrôle prédictif développé et appliqué aux systèmes non linéaires à dynamique rapide en général (dans notre cas, le système non linéaire s'avère être la machine asynchrone), a été fait par approximation à l'aide de la méthode d'Euler et ce, en utilisant le modèle

mathématique établi en temps continu; ainsi le contrôle prédictif obtenu est analytique et est facile à implémenter.

Toujours dans le souci d'améliorer les performances dynamiques de la commande directe du couple, la méthode de reconstitution des valeurs fondamentales de contrôle (courant et flux) et la régulation de la vitesse rotorique en boucle fermée ont retenu notre attention. En général, on utilise l'intégration directe des valeurs mesurées de la tension et du courant pour reconstruire ces valeurs fondamentales, mais cette méthode est sensible aux erreurs d'intégration en basse vitesse et peut conduire à un biais d'estimation considérable. En outre, la régulation de la vitesse en boucle fermée se fait habituellement par un simple régulateur PI. Or, ces régulateurs, malgré leur succès exceptionnel sur le marché, présentent une détermination de leurs paramètres (K_p et K_i) qui reste parfois délicate quand le système piloté est sujet à des perturbations externes (ils ne sont pas munis d'un estimateur de perturbations). Dans ce sens, nous avons adopté dans le chapitre trois un filtre de Kalman de quatrième ordre pour reconstruire les composantes α - β des valeurs fondamentales de contrôle (courant, flux) et un contrôleur prédictif de vitesse muni d'un observateur de couple de charge. De plus, cet observateur de perturbations est associé à un schéma antidépassement afin d'améliorer le temps de réponse de la vitesse rotorique à des profils de vitesse de référence relativement rapide.

À ce stade, les simulations des performances statiques et dynamiques des deux stratégies de la commande directe du couple appliquée à la machine asynchrone triphasée ont été effectuées dans l'environnement Matlab/Simulink. La simulation des deux stratégies

a montré une nette amélioration des performances de la commande prédictive directe du couple, particulièrement une réduction du taux d'ondulation du couple et du flux. Des réponses très rapides en couple ont été obtenues lors de la variation brusque de sa référence. Le contrôle de vitesse en boucle fermée est réalisé par un régulateur prédictif qui assure cette dynamique. Son association avec un estimateur de perturbations et un schéma antidépassement a permis une bonne poursuite de trajectoire même à des profils de vitesse de référence relativement rapide et un rejet de perturbations dû à une variation soudaine de la charge.

Finalement la dernière partie de cette thèse est consacrée à la validation expérimentale des principes abordés dans les chapitres précédents. Le dispositif expérimental décrit précédemment dans cette thèse nous a permis de confirmer grossièrement les lois des deux structures de commande proposées dans ces travaux de recherche, à savoir la commande directe du couple classique et la commande directe du couple prédictive appliquée à la machine asynchrone triphasée. Les relevés expérimentaux des différentes variables (vitesse rotorique, couple électromagnétique, flux statorique et courant statorique de phase a) sont fortement similaires à ceux obtenus en simulation numérique sous l'environnement Matlab/Simulink. Cependant, on remarque que les signaux relevés sont légèrement bruités, notamment le signal de vitesse. Cela est dû aux gains de mesures et à la fréquence d'échantillonnage ; cette dernière étant un facteur dominant dans l'obtention de performances de qualité.

Selon les résultats obtenus et à titre de comparaison entre les deux structures (classique et prédictive), nous pouvons conclure que la structure prédictive a démontré une performance plus significative et satisfaisante que la structure classique, tant d'un point de vue dynamique (couple et flux) que de la qualité des formes obtenues, notamment l'allure de courant statorique et son analyse harmonique. La régulation prédictive de la vitesse en boucle fermée combinée avec un estimateur de perturbations et un schéma antidépassement, a donné satisfaction en matière de suivi de trajectoire imposée et de rejet de perturbations sur un large éventail de vitesse.

Parmi les perspectives à donner à ce travail, il serait un enjeu stratégique d'introduire l'estimation de la vitesse et des paramètres de la machine en temps réel (utilisation de filtre de Kalman étendu par exemple) afin d'optimiser de la commande « CDCP ».

PUBLICATIONS

Le travail de recherche réalisé dans cette thèse a donné lieu à un certain nombre de publications dans le domaine de la commande des machines électriques.

1. Benzaïoua, A., Ouhrouche, M., & Merabet, A. (2008, juin). Direct Torque Control with Predictive Speed Controller and Extended Kalman Filter for Induction Motor Drive. *Electrimacs 2008*, Quebec, Canada, June 8-11, 2008.
2. Benzaïoua, A., Ouhrouche, M., & Merabet, A. (2008, juin, juillet). Predictive Direct Torque Control for Induction Motor Drive. *CISA'08 the First Mediterranean Conference on Intelligent Systems and Automation*, Annaba, Algeria, June 30-July 2, 2008.
3. Errouissi, R., Ouhrouche, M., & Benzaïoua, A. (2010, juillet). Robust Nonlinear Predictive Controller for Multivariable Nonlinear Systems with Different Relative Degree. *Proceedings of the IEEE International conference on advanced intelligent Mechatronics, 2010 IEEE/ASME*, Montreal, Canada, July 6-9, 2010.
4. Benzaïoua, A., & Ouhrouche, M. (2011, juin). Rapid Prototyping of a Predictive Direct Torque Controller for an Induction Motor. *Electrimacs 2011*, Cergy-Pontoise, France, June 6-8, 2011.
5. Benzaïoua, A., Ouhrouche, M., & Trzynadlowski, A. M. (2013). A Novel Predictive Direct Torque Controller for Induction Motor Drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, soumis.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] Grellet, G., & Clerc G. (1996). *Actionneurs électriques*. France : Eyrolles.
- [2] Canudas de Wit, C. (2000). *Commande des moteurs asynchrones 1- Modélisation, contrôle vectoriel et DTC*. France : Hermès Science Publication.
- [3] Blaschke F. (1972). The principle of field Orientation as applied to the Transvector Closed-Loop Control System for Rotating Field Machines. *Siemens Review*, 39, 217-220.
- [4] Dufour, C., Lapointe, V., Bélanger, J., & Abourida, S. (2008, juillet). Hardware-in-the-loop closed-loop experiments with an FPGA-based permanent magnet synchronous motor drive system and a rapidly prototyped controller. *Paper accepted for publication at the 2008 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*. Cambridge, UK, June 30, July 2, 2008.
- [5] Nag, T., Chartterjee, D., & Ganguli, A. K. (2009, mai). A Simple Approach to Rotor Flux Estimation without Integration for a DSP Based Speed Sensorless Vector Control of Induction Motor. *6th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology, ECTI-CON*. Pattaya, Chonburi, 6-9 May 2009.
- [6] Jian, Z., Hui W.X., & Yang, H. (2008). *Practical Speed Estimation Method for Induction Motor Vector Control System Using Digital Signal (DSP)*. ICEMS.
- [7] Paquin, J. N., Dufour, C., & Bélanger, J. (2008, octobre). A Hardware-In-the-Loop Simulation Platform for Prototyping and Testing of Wind Generator Controllers.

- CIGRÉ Canada, Conference on Power Systems*. Winnipeg, October 19-21, 2008.
- [8] Hasse, K. (1969). *On the Dynamics of Speed Control of a Static AC Drive with a Squirrel-Cage Induction Machine*. PhD dissertation, Tech. Hochsch., Darmstadt.
 - [9] Novotny, D. W., & Lorenz, R.D. (1986). *Introduction to field orientation and high performance AC drives*. IEEE-IAS Tutorial Course.
 - [10] Doumbia, M. L., Roy, G., & Rajagopalon, V. (1997). *An Integrated Solution for Simulating Electrical Drive Systems With Matlab/Simulink*. International Symposium on Industrial Electronics.
 - [11] Dufour, C., Belanger, J., Abourida, S., & Lapointe, V. (2007, juin). *FPGA-Based-Time Simulation of finite-Element Analysis Permanent Magnet Synchronous Machines Drive*. Opal-RT Technologies, 38th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, Orlando, Florida, USA.
 - [12] Takahashi, I., & Noguchi, T. (1986). A new quick response and high efficiency control strategy of induction motor. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IE-22, 820-827.
 - [13] Buja G. S., & Kazmierkowski, M. P. (2004). Direct torque control of pwm inverter-fed ac motors – a survey. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IE 51(4), 744-757. Casadei, D., Serra G., & Tani, A. (2000).
 - [14] Implementation of a direct torque control algorithm for induction motors based on discrete space vector modulation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 15(4), 769-777.

- [15] Dufour, C., Ishikawa, T., Abourida S., & Bélanger, J. (2007, septembre). Modern Hardware-In-the-Loop Simulation Technology for Fuel Cell Hybrid Electric Vehicles. *Vehicle Power and Propulsion Conference, 2007, VPPC 2007, IEEE*, Sept 9-12. 2007.
- [16] *Direct torque control – the world's most advanced drives technology* (1996). ABB, Helsinki, Finland, tech. Guide 1.
- [17] Kang, J.W., & Sul, S.K. (2001). Analysis and prediction of inverter switching frequency in direct torque control of induction machine based on hysteresis bands and machine parameters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IE-48, 545-553.
- [18] Kyo-Beum, L., & Blaabjerg, F. (2007). An improved dtc-svm method for sensorless matrix converter drives using over-modulation strategy and a simple nonlinearity compensation. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IE-54(6), 3155-3166.
- [19] Shyu, K.K., Lin, J.K., Pham, V.T., Yang, M.J., & Wang, T.W. (2010). Global minimum torque ripple design for direct torque control of induction motor drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IE-57(9), 3148-3156.
- [20] Idris, N.R.N., & Mohamed, A.B.H. (2004). Direct torque control of induction machines with constant switching frequency and reduced torque ripple. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IE-51(4), 758-767.
- [21] Chen, W.-H., Balance, D.J., & Gawthrop, P.J. (2003). Optimal control of nonlinear systems: a predictive control approach. *Automatic*, 39(4), 633-641.
- [22] Merabet, A., Ohrouche, M., Bui, R-T., & Thongam, J-S. (2006, mai). *Nonlinear Multivariable Control of Induction Motor Based on Generalized Predictive Control*.

- 8th IASTED International Conference on Control and Applications CA06, Montreal, Canada, 24-26 May, 2006.
- [23] Dumer, D., Boucher, P., & Kolb, T. (1996). Application of Cascaded Constrained Receding Horizon Predictive Control to an Induction Machine. *Proceedings of the IEEE International Conference on Control Applications*, Dearborn, MI, 888-893.
 - [24] Dumer, D., Boucher, P., & Röder, J. (1998). Design of an Open Architecture Structure for Implementation of Predictive Controllers for Motors Drives. *Proceedings of the IEEE International Conference on Control Applications*, Trieste, Italy, 1307-1311, 1998.
 - [25] Hedjar, R., Toumi, R., Boucher, P., & Dumur, D. (2000). Cascaded nonlinear predictive control of induction motor. *Proceedings of the IEEE Conference on Control Applications*, Anchorage, AK, 698-703.
 - [26] Hedjar R., Toumi, R., Boucher, P., & Dumur, D. (2003). Two cascaded nonlinear predictive controls of induction motor. *IEEE Conference on Control Applications*, 1, Istanbul, Turkey, 458-463, 2003.
 - [27] Hentabli K., Benbouzid, M. E. H., & Pinchon, D. (1997). CGPC with Internal Model Structure: application to Induction Motor Control. *Proceedings of the IEEE International Conference on Control Applications*, Hartford, CT, 235-237.
 - [28] Hentabli, K. (1998). State-Space Local Model Networks based Continuous-Time GPC Application to Induction Motor. *Proceedings of the American Control Conference*, Philadelphia, PA, 3435-3439.
 - [29] Maaziz, M. (2000). *Commande prédictive de systèmes non linéaires : Application à la*

commande de machines asynchrones. (Thèse de doctorat, École supérieure d'électricité, France, 2000).

- [30] Maaziz, M.K., Mendes, E., Boucher, P., & Dumur, D. (2002). Validation expérimentale de commandes prédictives non linéaires. *Journal européen des systèmes automatisés*, 36(5), 723-735.
- [31] Errouissi, R., Ouhrouche, M., Wen-Hua Chen, & Trzynadlowski, A. M. (2012). Robust nonlinear predictive controller for a pmsm with optimized cost function. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 59(7), 2849-2858.
- [32] Terzic, B., & Jadric, M. (2001). Design and implementation of the extended kalman filter for the speed and rotor position estimation of brushless dc motor. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IE-48(6), 1065-1073.
- [33] Lee, C. M., & Chen, C.L. (1998). Speed sensorless vector control of induction motor using kalman filter assisted adaptive observer. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IE-45(2), 359-361.
- [34] Kim, H.W., & Sul, S.K. (1996). A new motor speed estimator using kalman filter in low speed range. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IE-43(4), 498-504.
- [35] Kim, Y.R., Sul S.K., & Park, M.H. (1994). Speed sensorless vector control of induction motor using extended kalman filter. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-30(5), 1225-1233.
- [36] Zai, L.C., Demarco, C.L., & Lipo, T.A. (1992). An extended kalman filter approach to rotor time constant measurement in pwm induction motor drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-28(1), 96-104.

- [37] Szabat, K., & Orłowska-Kowalska, T. (2008). Performance improvement of industrial drives with mechanical elasticity using nonlinear adaptive kalman filter. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-55(3), 1075-1084.
- [38] Kyo-Beum, L., Blaabjerg, F., & Tae Woong, Y. (2007). Speed sensorless dtc-svm for matrix converter drives with simple nonlinearity compensation. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-43(6), 1639-1649.
- [39] Barut, M., Bogosyan, S., & Gokassan, M. (2007). Speed sensorless estimation for induction motor using extended kalman filters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IE-54(1), 292-280.
- [40] Senjyu, T., Kinjo, K., Urazaki, N., & Uezato, K. (2003). High efficiency control of synchronous reluctance motors using extended kalman filter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IE-50(4), 726-732.
- [41] Shi, K.L., Chan, T.F., Wong, Y.K., & Ho, S.L. (2002). Speed estimation of an induction motor drive using an optimized extended kalman filter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IE-49(1), 124-133.
- [42] Åström, K. J., & Rundqwist, L. (1989). Integrator windup and how to avoid it. In *Proceedings of the American Control Conference*, 2, 1693-1698.
- [43] Elbacha, A., Lamchichi, M.T., & Cherkaoui, M. (2006). Contrôle direct de couple d'une machine asynchrone. Système de régulation de vitesse avec anti-emballement. *Physical and Chemical News*, ISSN 1114-38000, 128-134.

- [44] Errouissi, R., Ouhrouche, M., Wen-Hua Chen, & Trzynadlowski, A.M. (2012). Robust cascaded nonlinear predictive control of a pmsm with an anti-windup compensator. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 59(8), 3078-3088.
- [45] Kennel, R., & Schöder, D. (1983). *A Predictive Control Strategy for Converters*. In *Third IPAC Symposium*, 415- 422.
- [46] Rodriguez, J., Pontt, J., Silva, C. & al. (2004). *Predictive Direct Torque Control of an Induction Machine*. Riga, Lativa : *EPE-PEMC*.
- [47] Kennel, R., Rodriguez, J., Espinoza, J., & Trincado, M. (1984). *High Performance Speed Control Methods for Electrical Machines: An Assessment*. Elsevier.
- [48] Camacho, E., & Bordons, C. (2007). *Model Predictive Control*. Springer Verlag.
- [49] Rawlings, J., & Mayne, D. *Model Predictive Control: Theory and Design*. Nob Hill Publishing.
- [50] Morari, M., & Lee, J. H. (1998). *Model Predictive Control, Past, Present and Future*. Zurich : Institut für Automatik, ETH.
- [51] Holtz, J., & Stadtfeldt, S. (1983). A Predictive Controller for the Stator Current Vector of AC Machines Fed from a Switched Voltage Source. In *International Electronics Conference, IPEC*, 2, 1665- 1675.
- [52] Leonhard, W. (1996). *Control of Electrical Drives*. Springer Verlag.
- [53] Holtz, J. (1994). Pulse with Modulation for Electronic Power Conversion. *Proceedings of the IEEE*, 82(8), 1194- 1214.

- [54] Beerten, J., Vervecken, J., & Driesen, J. (2010). Predictive direct torque control for flux and torque ripple reduction. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 57(1), 404-412.
- [55] Rodriguez, J., & Cortes, P. (2012). *Predictive Control of Power Converters and Electrical Drives*. John Wiley and Sons, Ltd.
- [56] Mak, F., Sundaram, R., Santhaseelan, V., & Tandle, S. (2008, octobre). Laboratory set-up for Real-Time study of Electric Drives with Integrated Interfaces for Test and Measurement. *38th ASEE/IEEE Frontiers in Education Conference*. Saratoga Springs, NY, October 22-25, 2008.
- [57] Dufour, C., Bélanger, J., Abourida, S., & Lapointe, V. (2007, juin). FPGA-Based Real-Time Simulation of Finite Element Analysis Permanent Magnet Synchronous Machine Drives. *Paper presented at the 38th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC '07)*. Orlando, FL, June 17-21, 2007.
- [58] Opal-RT Technologies Inc. (2009). *RT Lab 8 User's Manual*.
- [59] Papafotiou, G., Kley, J., Papadopoulos, K.G., Bohren, P., & Morari, M. (2009).
- [60] Model predictive direct torque control-part ii: implementation and experimental evaluation. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56(6), 1906-1915.
- Kamierkowski, M., Krishnan, R., & Blaabjerg, F. (2002). *Control in Power Electronics*. USA : Academic Press.
- [61] Mohan, N., Undeland, T., & Robbins, W. (1995). *Power Electronics*, 2^e ed. John Wiley and Sons Inc. Amrhein, M., & Krein, T. (2005).

- [62] Dynamic Simulation for Analysis of Hybrid Electric Vehicle System and subsystem Interactions, Including Power Electronics. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 54(3).
- [63] Sung Chul Oh. (2005). Evaluation of Motor Characteristics for Hybrid Electric Vehicles Using the Hardware-in-the-Loop concept. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 54(3).
- [64] Abourida, S., & Belanger, J. (2009, janvier). Real-Time Platform for the Control Prototyping and Simulation of Power Electronics and Motor Drives. *Proceedings of the Third International Conference on Modeling, Simulation and Applied Optimization*, Sharjah, U.A.E, January 20-22 2009.

ANNEXES

A.1 Paramètres de la machine asynchrone à cage d'écureuil

Les paramètres du moteur asynchrone à cage d'écureuil sont :

Puissance nominale : 130 W

Vitesse nominale : $\omega_{\max} = 3396$ tr/min

Tension (E) : 42 V (continue)

Courant nominal : $I_{\text{nom}} = 3,93$ A

$R_s = 0,3014 \ \Omega$, $R_r = 0,3049 \ \Omega$, $L_s = 8.8354 \text{ mH}$, $L_r = 8.8725 \text{ mH}$, $L_m = 7.8552 \text{ mH}$, $p = 4$,
 $J = 0.000059185 \text{ kgm}^2$, $F = 0.00018065 \text{ N.m.s/rad}$.

A.2 Lise des symboles

Symbole	Description
$a, b \text{ et } c$	Les axes des trois enroulements statoriques de la machines asynchrone triphasée.
$d-q$	Référentiel de champ tournant.
$\alpha-\beta$	Référentiel fixe au stator.
θ	Position angulaire du repère ($d-q$) par rapport au stator.
E	Positon angulaire du rotor par rapport au stator.
ω_e	Vitesse de rotation de champ tournant ($d-q$).
ω_r	Vitesse rotorique.

j	Partie imaginaire.
j	$= \sqrt{-1}$
\vec{V}_s	Vecteur spatial de la tension statorique.
\vec{i}_s	Vecteur spatial du courant statorique.
\vec{V}_r	Vecteur spatial de la tension rotorique.
\vec{i}_r	Vecteur spatial du courant rotorique.
$\vec{\Phi}_s$	Vecteur spatial du flux statorique.
$\vec{\Phi}_r$	Vecteur spatial du flux rotorique.
γ	Angle entre le vecteur de flux statorique et le vecteur de flux rotorique.
$i_{sa}, i_{sb} \text{ et } i_{sc}$	Courants des phases statoriques a, b et c.
i_{sd}, i_{sq}	Composantes ($d-q$) du courant statorique dans le référentiel tournant.
$i_{s\alpha}, i_{s\beta}$	Composantes ($\alpha-\beta$) du courant statorique dans le référentiel fixe.
V_{sd}, V_{sq}	Composantes ($d-q$) de la tension statorique dans le référentiel tournant.
$V_{s\alpha}, V_{s\beta}$	Composantes ($\alpha-\beta$) de la tension statorique dans le référentiel fixe.
i_{rd}, i_{rq}	Composantes ($d-q$) du courant rotorique dans le référentiel tournant.
Φ_s	Module du flux statorique.
Φ_{sd}, Φ_{sq}	Composantes ($d-q$) du flux statorique dans le référentiel tournant.
$\Phi_{s\alpha}, \Phi_{s\beta}$	Composantes ($\alpha-\beta$) du flux statorique dans le référentiel fixe.
Φ_r	Module du flux rotorique.
Φ_{rd}, Φ_{rq}	Composantes ($d-q$) du flux rotorique dans le référentiel tournant.

$\Phi_{r\alpha}, \Phi_{r\beta}$	Composantes (α - β) du flux rotorique dans le référentiel fixe.
R_s	Résistance statorique.
R_r	Résistance rotorique.
L_s	Inductance statorique.
L_r	Inductance rotorique.
L_m	Inductance mutuelle.
p	Nombre de paire de pôles.
T_{em}	Couple électromagnétique de la machine.
T_L	Couple de charge.
J	Inertie de la machine.
F	Coefficient de frottement.
τ_s	Constante de temps statorique.
τ_r	Constante de temps rotorique.
σ	Coefficient de dispersion.
V_0 à V_7	Vecteurs de tension de commutation.
S_{abc}	États de commutation de l'onduleur.
V_{an}, V_{bn} et V_{cn}	Tensions simples phase-neutre de la machine.
U_{ab}, U_{bc} et U_{ca}	Tensions composées ligne-ligne de la machine.
E	Tension d'alimentation continue de l'onduleur.
a	$= e^{j\frac{2\pi}{3}}$
Δ	Opérateur de différence.

T_s	Période d'échantillonnage.
T_r	Temps de prédiction du régulateur de vitesse rotorique.
$\widehat{\Phi}_s$	Module du flux statorique estimé
$\widehat{\Phi}_{s\alpha}, \widehat{\Phi}_{s\beta}$	Composantes (α - β) du flux statorique estimé dans le référentiel fixe.
Φ_{sref}	Flux statorique de référence.
θ_s	Angle entre les vecteurs des flux statorique et rotorique.
\widehat{T}_{em}	Couple électromagnétique estimé
T_{emref}	Couple électromagnétique de référence.
Φ_{flx}	Sortie booléenne de contrôleur hystérésis du flux statorique.
T_{cpl}	Sortie booléenne de contrôleur hystérésis du couple électromagnétique.
\mathbf{Z}_i	Zone de positionnement du vecteur de flux statorique.
x	Vecteur d'état.
u	Vecteur de commande.
y	Vecteur de sortie.
w_1, w_2	Bruits sur le vecteur d'état.
δ_{kj}	Fonction de DIRAC.
Q, R	Matrices de réglage du filtre de Kalman.
\hat{x}	Vecteur d'état estimé.
\hat{y}	Vecteur de sortie estimé.
P	Matrice de covariance de l'erreur d'estimation de Kalman.
K	Matrice de gain du filtre de Kalman.

F, H	Matrices F et H de Kalman.
A_d, C_d et B_d	Matrices discrètes du filtre de Kalman.
\dot{x}	Dérivée du vecteur d'état.
e	Erreur.
$\dot{\omega}_r$	Dérivée de la vitesse rotorique.
ω_{ref}	Référence de la vitesse rotorique
$\dot{\omega}_{ref}$	Dérivée de la référence de vitesse rotorique
μ	Fonction de coût utilisée dans la conception du régulateur prédictif de la vitesse rotorique.
$\dot{\hat{T}}_L(t)$	Dérivée de couple de charge estimé.
$\hat{T}_L(t)$	Couple de charge estimé
p_0	Gain de convergence.
$sat(T_{em}(t))$	Limite de couple au régime transitoire.
$\phi_{s\alpha}^p, \phi_{s\beta}^p$	Composantes (α - β) du flux statorique prédit dans le référentiel fixe.
ϕ_s^p	Module du flux statorique prédit.
$i_{s\alpha}^p, i_{s\beta}^p$	Composantes (α - β) du courant statorique prédit dans le référentiel fixe.
i_s^p	Module du courant statorique prédit.
T_{em}^p	Couple électromagnétique prédit.
F_i	Fonction de coût utilisée pour la conception de la commande directe de couple prédictive.
A	Coefficient d'ajustement.

T_{nom}	Couple nominal de la machine.
ϕ_{snom}	Flux nominal de la machine.
K_p	Gain proportionnel.
K_i	Gain intégral.

A.3 Abréviation

Abréviation	Description
CDC	Acronyme de <i>Commande ou contrôle direct de couple</i> .
CDCP	Acronyme de <i>Commande ou contrôle direct de couple prédictif</i> .
TGV	Train à grande vitesse.
LICOME	Laboratoire d'identification et de commande des machines électriques.
FOC	Acronyme de <i>Field Oriented Control</i> .
F.E.M	Force électromotrice.
MOS	Acronyme de <i>Metal-Oxide Semiconductor</i> .
IGBT	Acronyme de <i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i> .
PWM	Acronyme de <i>Pulse-Width Modulation</i> .
MPC	Acronyme de <i>Model Predictive Control</i> .
PI	Proportionnel intégral.
FPGA	Acronyme de <i>Field Programmable Gate Array</i> .
DSP	Acronyme de <i>Digital Signal Processing</i> .
PCI	Acronyme de <i>Peripheral Component Interconnect</i> .

TCP/IP	Acronyme de <i>Transmission Control Protocol/Internet Protocol</i> .
QNX	Un système d'exploitation UNIX en temps réel.
RTW	Acronyme de <i>Real-Time workshop</i> .
MPC	Acronyme de <i>Model predictive control</i> .